

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-183380

(43)Date of publication of application : 23.07.1993

(51)Int.Cl.

H03H 9/64

(21)Application number : 04-032270

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 19.02.1992

(72)Inventor : SATO YOSHIO
IGATA OSAMU
MIYASHITA TSUTOMU
MATSUDA TAKASHI
TAKAMATSU MITSUO

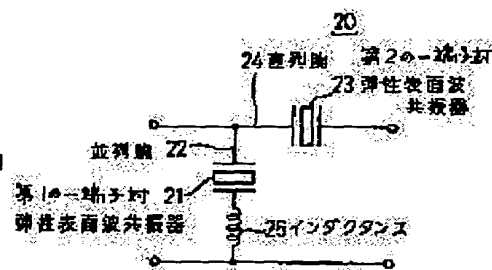
(30)Priority

Priority 03281694 Priority 28.10.1991 Priority JP

(54) SURFACE ACOUSTIC WAVE FILTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide the surface acoustic wave filter with the wider pass band and with the higher suppression by adding the inductance in series to a first surface acoustic wave resonator.

CONSTITUTION: A first one terminal surface acoustic wave resonator 21 with the prescribed resonance frequency f_{rp} is arranged on a parallel arm 22. A second one terminal elastic surface wave resonator 23 with resonance frequency f_{as} nearly coincident with the inverse resonance frequency f_{rp} of the first resonator 21 is arranged to a serial arm 24. The inductance 25 is serially added to the first resonator 21 and arranged to the parallel arm 22. Further, the inductance 25 is added to the first surface acoustic wave resonator 21 and the opening length of the first surface acoustic wave resonator 21 is set longer than that of the second surface acoustic wave resonator 23. Thus, the out-pass band suppression can be improved and the pass-band width can be widened.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 25.02.1992

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 13.05.1997

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2800905

[Date of registration] 10.07.1998

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 09-09840

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 12.06.1997

[Date of extinction of right]

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許公開番号

特開平5-183380

(19)日本国特許庁(JP)

(43)公開日 平成6年(1993)7月23日

(51)Int. Cl. ⁶ H03H 9/64	識別記号 Z 7259-5 J	庁内整理番号 F I	技術表示箇所
審査請求 有 請求項の数 3 3 (全56頁)			
(21)出願番号 特願平4-32270	(71)出願人 000055223 富士通株式会社	神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地	
(22)出願日 平成4年(1992)2月19日	(72)発明者 佐藤 良夫		
(31)優先権主張番号 特願平3-281694	(72)発明者 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内	神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地	
(32)優先日 平3(1991)10月28日	(72)発明者 伊形 理		
(33)優先権主張国 日本 (J P)	(72)発明者 宮下 勉	神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内	
	(72)発明者 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内		
	(74)代理人 弁理士 伊東 忠彦	神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内	
(外2名)			
最終頁に続く			

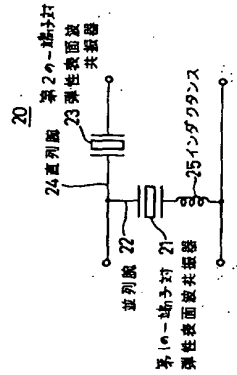
(54)【発明の名称】弾性表面波フィルタ

(57)【要約】

【目的】 本発明は梯子型の弾性表面波フィルタに関するし、通常帯域幅については、幅を広くすると共に、損失を低くし、且つ通過帯域外の抑圧度を高くすることを目的とする。

【構成】 所定の共振周波数を有する第1の一端子対弾性表面波共振器21を並列列22に配し、該第1の共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器23を並列列24に配して構成する。更に、第1の弾性表面波共振器21に並列にインダクタンス25を付加して構成する。

本発明の弾性表面波フィルタの構成図



に第1の共振器 (R₁) より延在して形成したマイクロストリッパライン (23.0) により構成したことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項13】 所定の共振周波数 (frp) と、この共振周波数 (frp) と容量比 (γ) とで定まり、前記共振周波数より高い反共振周波数 (fas) とを有する第2の一端子対弾性表面波共振器とを有する第1の一端子対弾性表面共振器を並列に接続し、所定の共振周波数 (frs) と、この共振周波数 (frs) と容量比 (γ) とで定まり、前記共振周波数より高い反共振周波数 (fas) を有する第2の一端子対弾性表面波共振器を並列に配して圧電基板上に設けたる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

前記第1の一端子弾性表面波共振器 (Rp₁、~Rp₂) 及び前記第2の一端子弾性表面波共振器 (Rs₁、Rs₂) を、該第2の一端子弾性表面波共振器の共振周波数 (frs) が、該第1の一端子弾性表面波共振器の反共振周波数*

$$\alpha = 1 / \left(\sqrt{P} \left(\sqrt{P} + \sqrt{\gamma} \right) / 0.06 - \gamma \right)$$

より小さいことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項15】 請求項14の誘圧電基板が、3.6° YカットX伝播のLiTaO₃結晶 (241) であり、且つ該第2の一端子弾性表面波共振器の電極の周期を、前記の値Δf/frsが、0より大きく且つ次式で定まる値α、

$$\alpha = 6.67 \times 10^{-1} / (4.22 \sqrt{P-1})$$

より小さくなるように定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項16】 請求項14の誘圧電基板が、6.4° YカットX伝播のLiNbO₃結晶であり、且つ該第2の一端子弾性表面波共振器の電極の周期

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{P-1})$$

より小さくなるように定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項18】 所定の共振周波数 (frp) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列に、該第1の共振器の反共振周波数 (rap) に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数 (frs) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を並列に接続し、これら並列の共振器と直列の共振器を複数個連続に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

入力側若しくは出力側のいずれかに最も近い最外側が直列で、他方側に最も近い最外側が並列で構成され、該最外側の直列共振器のインピーダンスがそれより奥の直列共振器のインピーダンスより小さい (図5.2) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項19】 所定の共振周波数 (frp) を有する第1の共振器の反共振周波数 (rap) に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数 (frs) をもつ第2の一端子対弾性表面

* (rap) よりも高く、且つ (該第1の一端子弾性表面波フィルタの共振周波数 (frs) - 該第2の一端子弾性表面波フィルタの反共振周波数 (rap)) ≧ Δfが、リソグラフィ挿入損失を許容できる程度であるように構成したことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項14】 請求項13の誘圧電基板上の該第2の一端子弾性表面波共振器を、その電極が所定の周期を有する構成とし、

該所定の周期が、前記第2の一端子対弾性表面波共振器を形成する電極電極の開口長と対数で決定される静電容量をCs、前記第1の一端子対弾性表面波共振器の同様な静電容量をCpとし、これらのCp/CsをPとするとき、前記Δfを該Cpで乗算した値Δf/frsが、0より大きく、かつ次式で定まる値α、

【数1】

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{P-1})$$

より小さくなるように定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項17】 請求項14の誘圧電基板が、4.1° YカットX伝播のLiNbO₃結晶であり、且つ該第2の一端子弾性表面波共振器の電極の周期を、前記の値Δf/frsが、0より大きく且つ次式で定まる値α、

【数4】

【請求項16】 請求項14の誘圧電基板が、6.4° YカットX伝播のLiNbO₃結晶であり、且つ該第2の一端子弾性表面波共振器の電極の周期

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{P-1})$$

より小さくなるように定めた構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項20】 所定の共振周波数 (frp) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列に、該第1の共振器の反共振周波数 (rap) に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数 (frs) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を並列に接続し、これら並列の共振器と直列の共振器を複数個連続に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

入力側若しくは出力側のいずれかに最も近い最外側が直列で、他方側に最も近い最外側が並列で構成され、該最外側の直列共振器のインピーダンスがそれより奥の共振器のインピーダンスより小さい (図5.2) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項21】 請求項20の面最外側の直列共振器のインピーダンスがそれより奥の直列共振器のインピーダンスより大きく、上記最外側の並列共振器のアドミタンスがそれより奥の並列共振器のアドミタンスより小さい (図5.2) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

5 直列共振器のインピーダンスより小さく、かつ、上記最外側の並列共振器のアドミタンスがそれより奥の並列共振器のアドミタンスより小さい (図5.2) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項21】 請求項18又は20項の該最外側の直列共振器及びこれより奥の直列共振器は、夫々、前者のインピーダンスが後者のインピーダンスの1/2である関係を満たすインピーダンスを有する (図5.2) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項22】 請求項19又は20項の該最外側の並列共振器及びこれより奥の並列共振器は、夫々、前者のアドミタンスが後者のアドミタンスの1/2である関係を満たすアドミタンスを有する (図5.2) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項23】 所定の共振周波数 (frp) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列に、該第1の共振器の反共振周波数 (rap) に略一致するか若しくはこれより高い共振周波数 (frs) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を並列に接続し、これら並列の共振器と直列の共振器を複数個連続に接続してなる梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

入力側からみて最も近い最外側及び、出力側からみて最も近い最外側間の両方が共に並列で構成され、両最外側の並列共振器のうちの少なくとも一方の並列共振器のアドミタンスがそれより内側の並列共振器のアドミタンスより小さい (図6.3) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項24】 請求項23の面最外側の並列共振器の少なくとも一方の並列共振器のアドミタンスがそれより内側の並列共振器のアドミタンスの半分である (図6.3) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項25】 所定の共振周波数 (frp) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列に、該第1の共振器の反共振周波数 (rap) に略一致するか若しくはこれより大きな共振周波数 (frs) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を並列に接続し、これら並列の共振器と直列の共振器を複数個連続に接続してなる梯子型弾性表面波フィルタにおいて、

入力側からみて最も近い最外側及び、出力側からみて最も近い最外側の両方が共に直列で構成され、両最外側の直列共振器のうち少なくとも一方の直列共振器のインピーダンスがそれより内側の直列共振器のインピーダンスより小さい (図6.4) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項26】 請求項25の面最外側の直列共振器のうち少なくとも一方の直列共振器のインピーダンスがそれより内側の直列共振器のインピーダンスより大きく、上記最外側の並列共振器のアドミタンスがそれより内側の並列共振器のアドミタンスの半分である (図6.4) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

6 【請求項27】 請求項18、20、21、25又は26の弾性表面波フィルタにおいて、最外側の直列共振器のインピーダンスを、それより内側の直列共振器のインピーダンスより、小さくするために、

最外側の直列共振器の開口長と対数と基板材料の誘電率との積でほぼ決まる静電容量を、それより内側の直列共振器の開口長と対数と基板材料の誘電率との積でほぼ決まる静電容量より大きく定めた (図5.3) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項28】 請求項18、20、21、25又は26の弾性表面波フィルタにおいて、最外側の直列共振器のインピーダンスを、それより内側の直列共振器のインピーダンスより、小さくするために、

最外側の直列共振器と同じ静電容量をもつ共振器を複数個並列に接続したものを、それより内側の直列に配置した構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項29】 請求項19、20、22、23又は24の弾性表面波フィルタにおいて、最外側の並列共振器のアドミタンスを、それより内側の並列共振器のアドミタンスより、小さくするために、最外側共振器のアドミタンスの開口長と対数と基板材料の誘電率との積でほぼ決まる静電容量を、それより内側の並列共振器の開口長と対数と基板材料の誘電率との積でほぼ決まる静電容量より小さくした (図5.3) 構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項30】 請求項19、20、22、23又は24の弾性表面波フィルタにおいて、最外側の並列共振器のアドミタンスを、それより内側の並列共振器のアドミタンスより、小さくするために、最外側の並列共振器と同じ静電容量をもつ共振器を複数個並列に接続したものを、それより内側の並列に配置した (図6.3) 構成としたことを特徴とする梯子型弾性表面波フィルタ。

【請求項31】 所定の共振周波数 (frp) を有する第1の一端子対弾性表面波共振器を並列に、該第1の共振器の反共振周波数 (rap) に略一致するか若しくはより大きな共振周波数 (frs) をもつ第2の一端子対弾性表面波共振器を並列に接続した梯子型の弾性表面波フィルタにおいて、

該第2の一端子対弾性表面波共振器を形成する電極電極の電気抵抗分 (ra) が、該第1の一端子対弾性表面波共振器を形成する電極電極の電気抵抗分 (ra) よりも小さい構成としたことを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【請求項32】 請求項31の一端子対弾性表面波共振器を形成する電極電極の電気抵抗分 (ra) を、該第1の一端子対弾性表面波共振器を形成する電極電極の電気抵抗分 (ra) よりも小さくする手段は、該第2の

50

★いて、後述するように等価並列容量 C_{in} を大とすると、矢印7で示すように抑圧度を高めることが出来る。しかし、この容量 C_{in} を増やすと、矢印8で示すように通過帯域幅が狭くなり、且つ矢印9で示すように損失が増え、特性は鋭10で示す如くになってしまう。

【0009】抑圧度を20dB以上としようすると、通過帯域幅は比帯域幅にして1%以下となってしまう、上記の自動車携帯電話の仕様を満たすことができなくなってしまう。

【0010】そこで、本発明は、通過帯域幅を広くし、抑圧度を高くし、且つ損失を低くした弾性表面波フィルタを提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】図1は本発明の弾性表面波フィルタ20の原理構成を示す。

【0012】21は第1の一端子弾性表面波共振器であり、所定の共振周波数 f_{1m} を有し、並列図22に配してある。

【0013】23は第2の一端子弾性表面波共振器であり、第1の共振器21の反共振周波数 f_{2m} に略一致する共振周波数 f_{2n} を有し、並列図24に配してある。

【0014】25はインダクタンスであり、第1の共振器21に直列に付加してあり、並列図22に配してある。

【0015】

【作用】一端子弾性表面波共振器を直列図と並列図にもつ回路がフィルタ特性を有する原理

始めに、上記原理については、本特許の原理説明にも必要であるため、ここで詳しくのべる。

【0016】共振回路がフィルタ特性を示すか否かを評価するには、イメージパラメータによる方法が理解し易い。この方法は柳沢等による「フィルタの理論と設計」(産報出版：エレクトロニクス選書、1974年発行)に詳しく述べられている。

【0017】以下これを基にして原理を述べる。

【0018】フィルタ特性を示す基本的な様子型回路を図2に示す。同図において斜線のブラックボックスが弾性表面波共振器30、31である。

【0019】今、説明の簡略化のため、弾性表面波共振器を抵抗分のないリアクタンス回路であると仮定し、直列図の共振器30のインピーダンスを $Z=jx$ 、並列図の共振器31のアドミタンスを $Y=jb$ とする。

【0020】イメージパラメータ法によれば、入力側電圧・電流をそれぞれ V_1 、 I_1 、出力側を V_2 、 I_2 とすると(図2参照)、

【0021】

【数5】

$$\exp(\gamma) = \sqrt{V_1 \cdot I_1 / V_2 \cdot I_2} \quad \dots (1)$$

一端子弾性表面波共振器を構成する節形電極の開口長(1s)が、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する節形電極の開口長(1p)よりも短くし、かつ、該第2の一端子弾性表面波共振器を構成する節形電極の共振数(2s)が、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する節形電極の共振数(2p)よりも多し(図66)構成であることを特徴とする表面波フィルタ。

【請求項33】請求項31の該第2の一端子弾性表面波共振器を形成する節形電極の電気抵抗分(rs)を、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する節形電極の電気抵抗分(rp)よりも小さくする手段は、該第1の一端子弾性表面波共振器を構成する金銀導膜製の節形電極の膜厚を、該第2の一端子弾性表面波共振器同じ金銀の膜厚よりも薄くした構成であることを特徴とする弾性表面波フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は弾性表面波フィルタに係り、特に自動車電話及び携帯電話などの小型移動体無線機器のRF(高周波部)のフィルタに適用しうる様子型の弾性表面波フィルタに関する。

【0002】現在の自動車・携帯電話の仕様の1例は、93.5MHzを中心として、±8.5MHzの範囲が送信帯域である。比帯域幅にすると、約2%である。

【0003】弾性表面波フィルタは上記の仕様を満たすような特性であることが必要であり、具体的には、①通過帯域幅が比帯域幅にして2%以上と広いこと、②損失が1.5~2dB以下と低いこと、③抑圧度が20dB~30dB以上と高いことが必要とされる。

【0004】この要求を満たすため、弾性表面波フィルタは、従来のトランスバサル型に代わって、弾性表面波装置を共振器として用い、これを様子型に構成した共振器型が希望されている。

【0005】

【従来の技術】図70は、特開昭52-19044号に記載されている弾性表面波フィルタ1の等価回路を示す。

【0006】このフィルタ1は、並列図2に弾性表面波共振器3を配置し、並列図4に弾性表面波共振器5を配置し、且つ並列図4の共振器5の等価並列容量 C_{in} を直列図2の共振器3の等価並列容量 C_{in} より大とした構成である。

【0007】このフィルタ1は、図71に線6で示す特性を有する。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】上記のフィルタ1にお

【0022】で定義されるイメージ伝達量 γ (複素数)が、重要な意味を持つ。即ち、

$$\tanh(\gamma) = \tanh(\alpha + j\beta) = \sqrt{\frac{BX}{CY}} \cdot \frac{(AXD)}{\dots} \quad \dots (2)$$

【0024】の式において、この式で表される値が虚数 ※ $A=1$

であれば図2の二端子対回路全体は通過特性を示し、実数であれば減衰特性を示す。ここに、 A 、 B 、 C 、 D の

値は図2の回路全体をF行列で表した時の四端子定数

であり、それぞれを前述の x 、 b で表すと以下のようになる。

※

【0025】

【数7】

※

【0026】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

【数7】

数が大きな3.6° Ycut-X伝搬LiTaO₃では、 γ は1.5位の値になる。比帯域幅は(8)式より、STカット水晶では0.04%、3.6° Ycut-X伝搬LiTaO₃では3.3%となる。従って、基板材料が決まれば帯域幅はほぼ決定してしまう。

【0041】そして、帯域外拘束度を高めるため、特開昭52-19044号に記載されているように、等面並列容量C_mを大とすると、帯域幅はどんどん狭くなってしまふ。

【0042】これを図6を使って詳しく説明する。前述の原理説明からも明らかなように並列共振器のf_rとf_aを固定したまま、アプミタンス値を大きくしていくと(アプミタンス値を増加するにはγを一定にしたまま極形電極の開口長または対数を増やして静電容量C₀を大きくしていく)、図6 (A)に示すように帯域外ではb×積が負で増加するため減衰量は増え特性は良くなるが、中心周波数の近傍ではb×積が正で増加するためb×γの領域が広がり、結果として0<b×γ<1なる通過域が狭まって帯域が十分取れなくなる。この様子を図6 (B)中の矢印で表す。

【0043】(通過帯域幅の改善) 以上の点を解決する一つの手段として、①直列側の共振器が若しくは並列側の共振器がどちらかなくとも一方の共振器はf_rとf_aとの差を広げ、かつ②そのインピーダンス値若しくはアプミタンス値を大きくするという2つの条件を満たすことが必要である。インピーダンス値やアプミタンス値を大きくする理由は、帯域外減衰量を大きくするためである。これが実現できれば、通過帯域を広げつつ若しくは狭くすることなく、帯域外減衰量を改善できることになる。

【0044】まず、①の条件である共振器のf_r、f_aの差を広げる方法としては、一端子対弾性表面波共振器に直列にインダクタンスLを付加する方法が有効である。図7 (A)、(B)に一端子対弾性表面波共振器に直列にLとして8 nHを接続した時のインピーダンス及びアプミタンスの周波数変化を示す。計算に用いた弾性表面波共振器の等面回路の各定数は図1に示す。

【0045】図7 (A)中、線51は、Lを付加する前のインピーダンス特性を示す。線52は、Lを付加した後のインピーダンス特性を示す。

【0046】図7 (B)、線53はLを付加する前のアプミタンス特性を示す。線54は、Lを付加した後のアプミタンス特性を示す。

【0047】図7 (A)より、Lを付加することによってf_rとf_aの間隔は広がっていることが分かる。この場合では約30 MHz拡大した。この理由は、図9 (A)のインピーダンスの周波数特性から明らかなように、直列にLが加わることにより元の共振器だけのインピーダンスが+側へωは分だけ引上げられる結果、f_rがf_{r'}へと変化したためである。この時f_aはほと

んど動かない。インピーダンスの逆数であるアプミタンスも同じ理由から図9 (A)に示すように変化する。この場合も、f_rがf_{r'}へと変化したことが明確にわかる。

【0048】次に②の条件であるが、アプミタンス値は図7 (B)からも明らかなようにLを付加することで大きくなっている。しかし、インピーダンス値は図7 (A)に示すように帯域外では逆に小さくなっている。従って、直列側の共振器にこの方法を適用する場合にはインピーダンス値を大きくする方が更に必要とする。それには直列に増設部品の同じ弾性表面波共振器を接続することにより解決できる。

【0049】図8中、線55は、一つの共振器のインピーダンス特性を示す。線56は、n個の共振器を直列に接続した場合の共振部分のインピーダンス特性を示す。

【0050】図8に示すように、n個の共振器を接続することにより共振器部のインピーダンス値はn倍になる。一方f_aとf_rの差については、Lを繋いだ時の共振周波数の広がりにはf_{r'}と、1個の共振器の場合のf_{r'}よりやや狭くなるものの、Lを繋がない時よりもf_aとf_rの差は大きくとれる。もし必要であればLの値を増やすことによりf_aとf_rの差はさらに大きくなる。

【0051】通過帯域幅を拡大する2つ目の手段として、図44に示すように並列側の共振器の反共振周波数f_pと直列側共振器周波数f_sを略一致させるのではなく、f_s>f_pとする方法が考えられる。

【0052】但し、f_s>f_pとした場合、図44にも示すように中心周波数近傍でb×γ<0となっており、前述の通過域条件を満たさなくなり、損失とリプルが増加する危険がある。

【0053】しかし、f_s-f_p=ΔfとしてΔfの大きさを制御することで、実質上、損失増加、並びにリプル増加を防いで通過帯域の拡大を実現することが可能である。

【0054】詳細は実施例11で後述する。

【0055】

【実施例】以下、本発明の内容を具体的な実施例により説明する。実施例はほとんど同じシミュレーションにより行った。そこで、まず本発明に用いたシミュレーションについて簡単に述べるとともに、シミュレーションの正当性を証明するために、実験との比較を示す。

【0056】図3 (B)に示した等面回路は一端子対弾性表面波共振器の特性を簡便にシミュレーションでき、共振器を構成する物理部品の対数、開口長、電極間厚などの変化並びに反付部の効果等を正確にシミュレーションすることが難しい。そこで発明者が既に開発したこのスミスの等面回路を基本にこれを転送行列で表す方法を用い、共振器へ応用した (0, Iwata et al.: 1990 ULTRASONIC SIMPOSUM Proceedings, vol.1, pp83-8

6. (1990).を参照、これを文獻(1)とする。)

【0057】図9 (A)は並列側に一端子対弾性表面波共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。

【0058】図9 (B)は、並列側に、材料がA1-2 %Cu、膜厚が1600 Åの筒形電極よりなる一端子対弾性表面波共振器を配し、更にこの共振器に長さ3 mmのボンディングワイヤ (L=1.5 nH) を接続した場合の、実験の結果を示す。

【0059】図9 (A)、(B)を比較するに、開口長さによる共振点 (図中f_{r1}、f_{r2}、f_{r3}、f_{r4}で示した) の動きや共振点近傍での減衰量について、実験値と計算値が良く一致していることが分かる。

【0060】図10 (A)は、直列側に共振器を配した場合の、シミュレーションの結果を示す。後述する実験で用いたボンディングワイヤがやや大きかったため、シミュレーションでは、その浮遊容量として、0.5 pFのコンデンサを考慮している。

【0061】図10 (B)は、直列側に共振器を接続した場合の実験の結果を示す。

【0062】図10 (A)、(B)を比較するに、反共振周波数f_{a1}、f_{a2}、f_{a3}が開口長に依存しない点や、反共振周波数近傍での減衰量の変化などが実験と良く一致していることがわかる。

【0063】従って、これらを組み合わせた時のフイルタ特性も実験と良く一致することは明らかであり、以降の実験例はシミュレーションで行った。

【実施例1】図11は、本発明の第1実施例になる弾性表面波フイルタ60を示す。

【0065】現在、国内の自動車、携帯電話の仕様のなかで1つの例をあげると、933.5 MHzを中心周波数として、±8.5 MHzの範囲が移動機器の送信帯域で、そこから-5.5 MHz離れた878.5 MHzを中心周波数として、±8.5 MHzの範囲が受信帯域という仕様がある。

【0066】本実施例は、上記の移動機器の送信側フイルタに連するよう設計してある。後述する他の実施例も同様である。

【0067】直列図61に一端子対弾性表面波共振器R₂及びR₁が配してある。

【0068】並列図62、63、64に夫々一端子対弾性表面波共振器R₁、R₂、R₃が配してある。

【0069】L₁、L₂、L₃はインダクタンスであり、夫々共振器R₁、R₂、R₃と接続して並列図62、63、64に配してある。

【0070】共振器R₁、R₂、R₃は、図3 (A)に示す筒形電極構造を有する。

【0071】対数は100、開口長は80 μmである。

【0072】材料は、A1-2%Cuであり、膜厚は3.000 Åである。

【0073】また、筒形電極の周期が適宜定めであり、並列図62、63、64中の各共振器R₁、R₂、R₃の共振周波数は、912 MHz、反共振周波数は934 MHzとしてある。

【0074】直列図61中の各共振器R₂、R₁の共振周波数は934 MHz、反共振周波数は962 MHzとしてある。

【0075】インダクタンスL₁、L₂、L₃は共に4 nHである。

【0076】上記構成の弾性表面波フイルタ60は、図12中、線65で示す通過特性を有する。

【0077】インダクタンスLが2 nH、6 nHの場合、図11のフイルタ60の通過特性は、夫々図12中、線66、67で示す如くなる。

【0078】図12に基づいて、通過帯域幅に対するL依存性を表わすと、図13 (A)の線70で示す如くなる。ここで、最大損失から-3 dB下がった減衰量のレベルにおける周波数幅を、通過帯域幅とした。

【0079】同様に、図12に基づいて、通常帯域外拘束度に対するL依存性を表わすと、図13 (B)の線71で示す如くなる。

【0080】図12より分かるように、Lをあまり大きくすると、中心周波数から5.5 MHz低周波数側の抑圧傾斜が充分となってしまう。そこで、Lは上記のように4 nHとしてある。

【0081】なお、Lの値は、フイルタの仕様に応じて適当に選択されるものである。

【0082】図70に示す従来の構成のフイルタ1の通過特性は、図12中線68で示す如くなる。

【0083】2中、本実施例のフイルタ60の通過特性 (線65) を従来のフイルタの通過特性 (線68) と比較するに、本実施例のフイルタ60は、従来のフイルタに比べて、矢印75で示すように通過帯域幅が広く、矢印76で示すように通過帯域外の抑圧度が高く、しかも矢印77で示すように損失が低いことが分かる。

【0084】図14及び図15は、図11の弾性表面波フイルタ60を実現した弾性表面波フイルタ装置80を示す。

【0085】81はセラミックパッケージ、82はフイルタチップ、83はアースとして機能する蓋である。

【0086】セラミックパッケージ81はアルミニウム製であり、サイズは5.5×4 mm²の高さが1.5 mmと小さい。

【0087】このセラミックパッケージ81にはAu製の電極端子84、84aが形成してある。

【0088】フイルタチップ82は、LiTaO₃製であり、サイズは2×1.5 mm²の厚さが0.5 mmである。

【0089】このフイルタチップ82の表面に、対数が100、開口長が80 μm、材料がA1-2%Cu、膜

き、 $\beta=0.4$ としたときの位置に配してある。

【0158】上記反射器132、133の対数は、50である。

【0159】反射器を備えた共振器 R_{in} は、図25に示すように「*」を追加した記号で表わす。

【0160】他の並列腕63、64の共振器 R_{sm} 、 R_{on} も、上記の共振器 R_{in} と同様に、反射器を備えた構成である。

【0161】上記構成のフイルタ130は、図27中線134で示す通過特性を有する。

【0162】この通過特性は、図11のフイルタ60の通過特性（線65で示す）に比べて、矢印135で示すように、通常帯域の挿入損失が低減されている。

【0163】ここで、リッヅル r_r は、図26に示すように並列腕の共振電極131の両側に反射器132、133を配置したことによって発生したものである。

【0164】ここで、反射器132、133の配置位置を上記のように定めた理由について説明する。

【0165】上記①式において、 β を0から0.5まで変化させてリッヅル r_r の幅への影響は、図28中線140で示す如くなる。

【0166】同図中、点141がリッヅル幅が最小の点であり、このときの β が0.4である。

【0167】このことから、 β を0.4に定めてある。

【0168】図29は、図25のフイルタ130を実現した弾性表面波フイルタ装置150を示す。

【0169】図中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0170】132、133、151、152、153、154は夫々反射器である。

【0171】次に、第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例について説明する。

【0172】図30は一の変形例を示す。

$$Q = Z_0 / Z_m = V_0 / V_m = 1 + k^2 / 2 + a(t) \quad \dots (9)$$

(V_0 、 V_m ：自由表面及び電極下の音速、 k^2 ：電気機械結合係数)とし、 $a(t)$ を膜厚 t に比例するパラメータとしてこれを変化させた。

【0183】この置くとフイルタの中心周波数 f_0 は、 $f_0 = 2f_0' / (1 + Q) \quad \dots (10)$

となり、膜厚を増加するにつれ、音響インピーダンスの不連続がない時の中心周波数 f_0' から低周波数側へ移動していくという良く知られた実験事実とも一致する。

シミュレーションの結果、 $a(t)$ を大きくすると、即ち電極膜厚を厚くしていくと、リッヅル r_r の現れる周波数位置が図33中、矢印180で示すように、通常帯域の高周波側へ移動してゆき、ついには高周波側の域の中に移ってしまうことが分かった。これを模式的に図33に示す。

【0184】なお、図33中、別のリッヅル r_s は、直列腕共振器の反射器が原因で発生するものである。

* 【0173】この共振器 R_{in} 、 B_{in} は、励振電極131の両側に、反射器として、電気的負荷が矩形状の矩形電極160、161を配した構成である。

【0174】図31は、別の変形例を示す。

【0175】この共振器 R_{in} 、 B_{in} は、励振電極131の両側に反射器として、ストリッヅラレベル型電極165、166を配した構成である。

【0176】〔実施例7〕図32は本発明の第7実施例になる弾性表面波フイルタ170を示す。本実施例は、実施例6と同様に損失の低下を図ったもので、図中、図21に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0177】フイルタ170は、図21のフイルタ110のうち、各並列腕62、63、64の第1の弾性表面波共振器 R_{in} 、 R_{sm} 、 R_{on} を夫々図26に示すように励振電極131の両側の β が0.4で定まる位置に反射器132、133を配した構成である。

【0178】このフイルタ170によれば、図22中線111で示す特性よりも、通常帯域の損失がなく、且つリッヅルも抑えられた通過特性が得られる。

【0179】〔実施例8〕本実施例は、図27中のリッヅル r_r を取り除くことを目的としたものである。

【0180】まず、前記反射器付加時に現れるリッヅルを効果的に取り除く手段について述べる。

【0181】発明者等は、リッヅルの現れ周波数位置と電極膜厚との関係をシミュレーションにより調べ、

【0182】シミュレーションでは膜厚増加の効果を電極下の音響インピーダンス(Z_m)と自由表面の音響インピーダンス(Z_0)との比を大きくしていくことで置き換えた。それは文獻(1)でも述べているように、電極膜厚の増加は質量が増加することであり、これはそのまま音響インピーダンスの不連続量の増加に比例すると考えられるためである従って、

$$Q = Z_0 / Z_m = V_0 / V_m = 1 + k^2 / 2 + a(t) \quad \dots (9)$$

【0185】図34は $a(t)=0.08$ の時、並列腕の共振器の反射器から生じるリッヅルが、丁度高周波側の域の中に移っている場合の通過特性を示す。従って、同図では通常帯域からリッヅルが消え、しかも挿入損失がかなり低減している。なお、この図では、通常帯域の中心が(10)式に従って低周波側へ移動したため、これを補正すべく、中心周波数を93.2MHzにたように、直列腕及び並列腕の共振器の共振周波数を15MHzだけ高周波側へシフトしている。

【0186】これを実際の膜厚との対応であるため、チャックを試作し、その通過特性を調べた。

【0187】図35(A)、(B)、(C)の線185、186、187は、夫々膜厚が0.000A、3.000A、4.000Aの時の通過特性を対応させて示す。

【0188】尚、膜厚を変えることにより中心周波数が変わるが、同図のデータはこれを補正するべく、矩形電

極の周期を定え、中心周波数があまり変動しないように調整している。

【0189】図35から明らかなように、2000Aの時に帯域内に現れていた並列腕の共振器のリッヅル r_r 、及び矩形の直列腕のリッヅル r_s が、3000Aの時には高周波側へ移動して r_s 、 r_s' となり、 r_r は高周波側の域の中に移れてしまった結果、帯域内にリッヅルのない良好な特性となった。この結果はシミュレーションの結果と定性的に良く一致している。

【0190】しかし、膜厚を増加させた時にはシミュレーションでは計算できないリッヅル r_s による損失劣化(江畑地：「LiTaO₃基板上の弾性表面波共振器とそのVTR用共振器への応用」、電子通信学会論文誌、vol. J66-C, No.1, p.25-30, 1989)と抵抗損による損失改善があり、その兼ね合いも重要な因子となる。

【0191】そこで図36(A)に膜厚を変えた時の最小挿入損の変化をプロットした。

【0192】同図中、線190は、バルク波による損失、線191は抵抗損による損失を示す。線192が実値である。

【0193】同図より分かるように、挿入損失は2500A位で両者の効果が均等し、約3500Aくらいからバルク波による損失増加が支配的になり劣化し始める。

【0194】図36(B)の線193は、図26中の励振電極131と反射器132、133の膜厚を変えた場合、リッヅル r_r の周波数位置の、通常帯域中心周波数 f_0 に対する変化を示す。

【0195】図36(A)、(B)を総合的に判断すると、膜厚としては、2600A~4000Aが帯域内にもリッヅルを作らず、かつ損失劣化も少ないことから適当である。これを、フイルタの中心周波数からほぼ決まる並列腕共振器の電極周期 λ_r (93.2MHzで4.4 μ mであり、図26参照)で規格化すると、0.06~0.09となる。

【0196】本実施例は、上記の検討結果に基づくものである。

【0197】図37は本発明の弾性表面波フイルタの第1の端子対弾性表面波共振器200を示す。

【0198】同図中、201励振電極202、203は反射器であり、夫々A1型又は重量比で数%異種金属を混ぜたA1混合体であり、膜厚 t_1 は、電極周期 λ_r の0.06~0.09倍の厚さである。

【0199】この共振器200を図25及び図32中の共振器 R_{in} 、 R_{sm} 、 R_{on} に適用した弾性表面波フイルタの通過特性は、図38中、線205で示す如くなり、通常帯域内にリッヅルは現れていない。

【0200】なお、上記のA1合金型とした場合には、A1製とした場合に比べて耐電力特性が向上する。混合させる異種金属はCu、Tiなどである。

【0201】図39は、上記共振器の変形例である共振

器210を示す。

【0202】211は励振電極、212、213は反射器である。

【0203】これらは、Au製である。

【0204】質量付加効果の影響でこの現象が生じていることから、最適な膜厚値の範囲A1の密度との比だけ上記値より小さくなる。

【0205】A1の密度 ρ_{Au} の密度 ρ_{A1} の比は、 ρ_{Au}/ρ_{A1} は、 $9=0.143$ であるため、最適膜厚 t_{as} は、 0.143 倍して、電極周期 λ_r の0.0086~0.013倍の厚さとしてある。

【0206】この共振器210を図25及び図32中の共振器 R_{in} 、 R_{sm} 、 R_{on} に適用した弾性表面波フイルタの通過特性も、図38に示す如くなり、通常帯域にリッヅルは現れない。

【0207】〔実施例9〕本実施例は、図11中のインダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 を実現する別の例である。

【0208】図40中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0209】220、221はジグザグ状のマイクロストリッヅラインであり、夫々端子84-a及び84-bより延出してセラミックパター81上に形成してある。

【0210】各マイクロストリッヅライン220、221の先端がアークと接続してある。

【0211】各マイクロストリッヅライン220、221のバターン幅は100 μ m、マイクロストリッヅライン221の幅は0.5mmである。

【0212】セラミックパター81の比誘電率は9とすると、リボンインダクタの理論式から、上記のマイクロストリッヅライン220、221のインダクタンス値は2nHとなる。

【0213】〔実施例10〕本実施例は、図11中のインダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 を実現する更に別の例である。

【0214】図41中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0215】230、231はジグザグ状のマイクロストリッヅラインであり、夫々共振器 R_1 、 R_2 より延出して、フイルタチップ82上に形成してある。

【0216】各マイクロストリッヅライン230、231の先端に、端子85-a、85-bが形成してある。

【0217】各マイクロストリッヅライン230、231は、厚さが3000A、幅が60 μ m、全長が約2mmである。

【0218】フイルタチップ(LiTaO₃)82の比誘電率は4.4とすると、マイクロストリッヅライン230、231のインダクタンス値は、理論式より、2.2nHとなる。

【0219】なお、インダクタンスを、ボンディングワイヤ86-a、セラミックパター81上のマイクロ

器210を示す。

【0202】211は励振電極、212、213は反射器である。

【0203】これらは、Au製である。

【0204】質量付加効果の影響でこの現象が生じていることから、最適な膜厚値の範囲A1の密度との比だけ上記値より小さくなる。

【0205】A1の密度 ρ_{Au} の密度 ρ_{A1} の比は、 ρ_{Au}/ρ_{A1} は、 $9=0.143$ であるため、最適膜厚 t_{as} は、 0.143 倍して、電極周期 λ_r の0.0086~0.013倍の厚さとしてある。

【0206】この共振器210を図25及び図32中の共振器 R_{in} 、 R_{sm} 、 R_{on} に適用した弾性表面波フイルタの通過特性も、図38に示す如くなり、通常帯域にリッヅルは現れない。

【0207】〔実施例9〕本実施例は、図11中のインダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 を実現する別の例である。

【0208】図40中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0209】220、221はジグザグ状のマイクロストリッヅラインであり、夫々端子84-a及び84-bより延出してセラミックパター81上に形成してある。

【0210】各マイクロストリッヅライン220、221の先端がアークと接続してある。

【0211】各マイクロストリッヅライン220、221のバターン幅は100 μ m、マイクロストリッヅライン221の幅は0.5mmである。

【0212】セラミックパター81の比誘電率は9とすると、リボンインダクタの理論式から、上記のマイクロストリッヅライン220、221のインダクタンス値は2nHとなる。

【0213】〔実施例10〕本実施例は、図11中のインダクタンス L_1 、 L_2 、 L_3 を実現する更に別の例である。

【0214】図41中、図14に示す構成部分と対応する部分には同一符号を付し、その説明は省略する。

【0215】230、231はジグザグ状のマイクロストリッヅラインであり、夫々共振器 R_1 、 R_2 より延出して、フイルタチップ82上に形成してある。

【0216】各マイクロストリッヅライン230、231の先端に、端子85-a、85-bが形成してある。

【0217】各マイクロストリッヅライン230、231は、厚さが3000A、幅が60 μ m、全長が約2mmである。

【0218】フイルタチップ(LiTaO₃)82の比誘電率は4.4とすると、マイクロストリッヅライン230、231のインダクタンス値は、理論式より、2.2nHとなる。

【0219】なお、インダクタンスを、ボンディングワイヤ86-a、セラミックパター81上のマイクロ

ロストライン220、フィルタチップ82上のマイク
ロストリッパライン230を適宜組合わせることによっ
て形成することもできる。

【0220】(実施例11) 図42は本発明の第11実
施例による弾性表面波フィルタ240を示す。図43は
これを具体化した構成を示す。

【0221】説明の便宜上、まず本実施例の概要及び本
実施例の基本構成についての説明する。

【0222】**Q**本実施例の概要
本実施例は、直列腕の共振器の共振周波数 f_{rs} を並列腕
の共振器の反共振周波数 f_{ap} より適宜高く定めて、通過
帯域幅を拡大するものであり、また、 $\Delta f \equiv f_{rs} - f_{ap}$
を、通過帯域内の相失を著しく劣化させない範囲に定め
た構成である。

【0223】**Q**本実施例の基本構成
前記各実施例においては、 $f_{ap} = f_{rs}$ はフィルタの通過
帯域を形成するためには必須な条件とされている。しか
し、この条件を守る限り、通過帯域には上限が生じてし
まう。そこで通過帯域幅を拡大するために、図44に示
すように $f_{ap} < f_{rs}$ とすることを考えた。

【0224】こうすると、同図から明らかなように、 f_0
 $p < f < f_{rs}$ の範囲では $b \times 0 < 0$ となり、前述の理論か
ら減衰域となる恐れがある。しかし、現実には以下に述
べるように $\Delta f (= f_{rs} - f_{ap})$ の大きさを制限してや
れば、 $b \times$ 積の値は非常に小さい値に留まるため、減衰
は起こらず、実質上通過帯域として何ら問題がないこと
がわかった。

【0225】図45は、 $\Delta f (= f_{rs} - f_{ap})$ を零から増加
していった時の様子フィルタの通過特性を示す。

【0226】実験条件としては、圧電基板は電気機械結
合係数が0.05のLiTaO₃を、變形電極用のAl
電極は厚膜3000Åの条件を用いた。

【0227】電極構成は、図42に示すような並列共振
器と直列共振器を格子型に接続したものを基本構成とし
てこれを2段に縦続接続し、それに入力側及び出力側を
対称とするための並列共振器を最後段に接続したもので
ある。格子型回路を多段化するのには、帯域外抑圧度を実
用的な値にまで高めるためである。

【0228】しかし、多段化により通過帯域内の損失も
増加するため、多段化の段数は具体的フィルタの仕様
により調整する。本例は損失2dB以下、帯域外抑圧度
20dB以上を実現する1つの構成例として挙げたもので
ある。變形電極の設計条件としては、直並列腕の共振
器共に開口長が180μmで対数が5.0対である。直並
列共振器の対数、開口長条件が等しいのでそれぞれの静
電容量の比 $P = C_p / C_s$ は1である。

【0229】図45において、(A)は $\Delta f = 0$ の場
合、即ち前記の実施例の場合である。

【0230】同図(B)は $\Delta f = 10\text{MHz}$ の場合であ
る。同図(A)と比べると、通過帯域の最小挿入損失はほ

とんど劣化せずに、通過帯域幅(損失2.5dB以下を
保証する帯域幅とする)が22MHzから40MHzへ
改善されている。

【0231】 Δf の増加以上に帯域幅が改善されてい
るのは、通過帯域の低周波側の損失回復が見られるため
である。

【0232】また、帯域外抑圧度も改善される。図45
(A)、(B)において高周波側の帯域外抑圧度(同図
に示した)が19dBから20dBに改善されている。

【0233】このように Δf を増加させると特性の改善
がみられるがその増加量には制限がある。

【0234】図45(C)は $\Delta f = 19\text{MHz}$ とした時
の通過特性図である。通過帯域内のやや高周波側に損失
劣化が見られ始める。この場合で約2.5dBである。
これは帯域内リップルを増加させる原因ともなり、この
例ではリップル仕様の約1.0dBとなった。これ
以上の Δf の増加は損失劣化と帯域内リップルの増加と
なった。従って、 $\Delta f = 19\text{MHz}$ が、 Δf を増加させ
る場合の限度となる。

【0235】この時に前述の $b \times$ 積はどのような値にな
っているのかを図45(C)の $\Delta f = 19\text{MHz}$ の場合
を例に調べる。

【0236】まず、図42の並列腕を構成する弾性表面
波共振器と直列腕を構成する弾性表面共振器を個別に
作製し、図46(A)、(B)で示すような回路構成
で、並列腕の共振器はアドミタンスを、直列腕の共振器
はインピーダンスをそれぞれ測定した。測定はネットワーク
アナライザを使用して行ない、各々の S_{21} を測定し
た。そして、その値を図46(A)、(B)に示す式に
代入し、インピーダンス Z_L 及びアドミタンス Y_L を求
めた。

【0237】その結果、図47に示すような周波数特性
を得た。この特性はアドミタンス、インピーダンスの値
数値のみの値、即ち b または x の値である。

【0238】これらより $b \times$ 積の値を計算するとその周
波数特性は図48のようになる。

【0239】同図から $f_{ap} < f < f_{rs}$ の範囲では $b \times$ 積
が負で小さな値をとっていることがわかる。

【0240】 $b \times$ 積の絶対値の最大値 $|b \times_{max}|$ は後
述するように

【0241】
【数9】

$$f = \sqrt{ap} \times f_{rs}$$

【0242】の時に与えられ、本実施例では0.06で
あった。即ち $|b \times_{max}|$ 値がこの値以下であれば、前
述した挿入損失劣化及び帯域内リップル共に共に1dB以
下と小さく抑ええらえることがわかる。

【0243】 $\Delta f > 19\text{MHz}$ とすると、 $|b \times_{max}|$
値も増加し、損失劣化、帯域内リップル共に共に1dB以
上となり実用的ではない。

【0244】従って、 $|b \times_{max}|$ 値が特性劣化の上限
の指標となり、 Δf の許容値を定める。

【0245】以下に更に一般化して詳述する。

【0246】図49に図3と同じように弾性表面共振器
器をLCの2重共振回路で近似して図2のように格子型
フィルタに組んだ時の等価回路図を示す。

$$Z_s = jX = \frac{-j(\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{\omega C_{os}(\omega_{rs}^2 - \omega^2)} \quad \dots (11)$$

$$Y_p = jB = \frac{j\omega C_{op}(\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{(\omega_{rs}^2 - \omega^2)} \quad \dots (12)$$

【0249】となる。ここで、

【0250】 ※【数11】

$\omega_{rs} = 2\pi f_{rs} = 1/\sqrt{C_{os}L_{rs}}$: 直列腕共振器の共振周波数

$\omega_{as} = 2\pi f_{as} = \omega_{rs}/\sqrt{1+1/\gamma}$: 直列腕共振器の反共振周波数

$\omega_{rp} = 2\pi f_{rp} = 1/\sqrt{C_{op}L_{rp}}$: 並列腕共振器の共振周波数

$\omega_{ap} = 2\pi f_{ap} = \omega_{rp}/\sqrt{1+1/\gamma}$: 並列腕共振器の反共振周波数

$\gamma = C_{op}/C_{os}$: 容量比 (基板に固有の値をと
る)

【0251】である。

★【0253】

【0252】(11)、(12)式より $b \times$ 積を求める

$$b \times = - \frac{C_{os}(\omega_{rs}^2 - \omega^2)}{C_{op}(\omega_{rs}^2 - \omega^2)} \cdot (\omega_{rs}^2 - \omega^2) \quad \dots (13)$$

【0254】となる。

☆【0256】

【0255】(13)式の $b \times$ に極値を与える角周波数

ωは $\partial(b \times)/\partial \omega = 0$ から求め、それは、

☆

【0257】となる。

◆【0259】

【0258】これを(13)式に代入した値が通過帯域

内の $b \times$ 積の絶対値の最大値となる。これを求めると

$$b \times_{max} = - \frac{C_{os} \cdot (1+1/\gamma)}{C_{op} \cdot (1+1/\gamma)} \cdot \frac{1}{C_{os} \cdot (1+1/\gamma)} \cdot \dots (15)$$

【0260】となる。

※【0261】ここで、

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

※【0261】 ※【0261】

【0266】容量比 γ は基板材料できまり、実験によれば、3.6° Yカット伝搬LiTaO₃で約1.5であった。

$$\alpha = 6.67 \times 10^{-1} / (4.22 \sqrt{F-1})$$

【0269】となる。

【0270】 $P=1$ の時、 $\alpha=0.02$ となり、 $f_{\text{res}}=9.48\text{MHz}$ の図45の実施例の場合 $\Delta f=19\text{MHz}$ となり、(18)式が成り立っていることが確認できる。

【0271】 Δf を増大させる効果は、容量比 γ が小さい圧電基板材料、即ち電気機械結合係数の大きな基板材料に有効であり、そのような圧電基板材料に対して(17)式を求めた。

【0272】 γ 値は電気機械結合係数 k^2 の逆数に比例するため、3.6° YカットX伝搬LiTaO₃の γ 値と、 $k^2=0.05$ の値を用いて、他の高い電気機械結合係数をもつ材料6.4° YカットX伝搬LiNbO₃ ($k^2=0.11$)と、4.1° YカットX伝搬LiNbO₃ ($k^2=0.17$)の γ 値を求めると、前者が6.8、後者が4.4である。尚これらの k^2 の値は文献("Applications for Piezoelectric Leaky Surface Wave", K. Yamamoto and M. Takeuchi, 1990 ULTRASONICS SYMPOSIUM Proceedings, pp11-18, 1990)を参照した。

【0273】なお、図51は容量比 γ と電気機械結合係数 k^2 との関係を示す。

【0274】同図の関係は3.6° Yカット伝搬LiTaO₃の k^2 と γ 値との値を使い、

【0275】

【数17】

$$k^2 \propto \frac{1}{\gamma}$$

【0276】として求めたものである。

【0277】図51の関係から、6.4Y° カットと4.1° YカットのX伝搬LiTaO₃の γ 値を求めることができ、前記と同じくそれぞれ $\gamma=6.8$ 、と4.4となる。

【0278】◎実施例11の構成
こ、図42及び図43に示す実施例の構成について説明する。

【0279】241は3.6° Y-LiTaO₃の圧電基板であり、1.5×2×0.5mmの大きさである。

【0280】入力側から順番に並列共振器(R

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{F-1})$$

【0292】となる。

【0293】4.1° YカットX伝搬LiNbO₃の場合には、 $\gamma=4.4$ であり、

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{F-1})$$

【0295】となる。 γ 値が小さくなる程、即ち電気機械結合係

【0267】このため、(17)式は、
【0268】
【数16】

$$\dots (18)$$

※P₁、直列共振器(R_{s1})、並列共振器(R_{p2})、直列共振器(R_{s2})、並列共振器(R_{p3})の順で並んでいる。

【0281】個々の共振器は両サイドに反射器242(短絡型)をもった構造である。

【0282】個々の共振器はいずれも開口長が180μm、電極指の枚数が50枚、反射器も50枚である。

【0283】樹形電極指の周期のみ並列共振器と直列共振器として変えてある。並列共振器の周期は $\lambda p=4.39\mu\text{m}$ (パターン幅とギヤツツは1:1であるため、パターン幅は $\lambda p/4 \approx 1.1\mu\text{m}$)、直列共振器の周期は $\lambda s=4.16\mu\text{m}$ (同様にパターン幅は $\lambda s/4=1.04\mu\text{m}$)である。

【0284】それぞれの周期はそれぞれの共振器の共振周波数(f_{rp}, f_{rs})が所定の値(f_{rp}=893MHz, f_{rs}=942MHz)となるように $\lambda s = V_m / f_{rs}$ 、及び $\lambda p = V_m / f_{rp}$

より決定したものである。ここで、 V_m は電極膜厚300Åの時の3.6° YカットX伝搬LiTaO₃結晶の表面波の音速であり、実験的に $V_m=3920\text{m/s}$ と求められた。

【0285】上記構成の弾性表面波フィルタ240は、図45(C)に示す広帯域で且つ低損失の通過特性を有する。

【0286】なお、 $\Delta f=19\text{MHz}$ である。

【0287】図43中、 λp だけを変えて4.35μmとすると、 Δf が10MHzとなり、図45(B)の特性が得られる。

【0288】尚、電極材料はAl-Cu合金であり、膜厚は3000Åで、表面波が圧電基板241のX軸方向に伝播するように配置してある。

【0289】次に、他の圧電基板を用いた場合の例について説明する。

【0290】6.4° YカットX伝搬LiNbO₃の場合には、 $\gamma=6.8$ であり(17)式は、

$$\alpha = 1.47 \times 10^{-1} / (4.37 \sqrt{F-1})$$

【0291】

【数18】

$$\dots (19)$$

【0293】4.1° YカットX伝搬LiNbO₃の場合には、 $\gamma=4.4$ であり、

$$\alpha = 2.273 \times 10^{-1} / (4.52 \sqrt{F-1})$$

【0296】 γ 値が小さくなる程、即ち電気機械結合係

数が大きな基板になる程、 α は大きくなり、 Δf が大きくなり、特性劣化は起りにくい。

【0297】(実施例12) 図52は本発明の第12実施例になる表面波フィルタ250の回路構成図を示す。

【0298】図53は、図52の回路構成の弾性表面波フィルタを具体化した構造を示す。

【0299】図54及び図55は、図52、53の弾性表面波フィルタの特性を示す。

【0300】◎実施例の概要
説明の便宜上、まず本実施例の概要について説明する。

【0301】本実施例の弾性表面波フィルタは、直並列に弾性表面波共振器を接続し、これを複数個多段化した樹形型の弾性表面波フィルタにおいて、直並列共振器1つずつからなる単位区間の間のイメーグインピーダンスの要否を図り、各接続点での損失を減らす構成としたものである。

【0302】これにより、通過帯域における挿入損失を低減することが可能となる。

【0303】◎発明の完成までの思考過程
次に、本発明の完成までの思考過程について説明する。

【0304】図56(A)、(B)に示すように少なくとも1個ずつの直列共振器と並列共振器の端子型接続により、パッド特性を得ることができ、なお、この1個ずつの直列共振器と並列共振器の端子型接続が、フィルタの単位区間となる。

【0305】この際、直列共振器の共振周波数と並列共振器の反共振周波数は一致若しくは、通過帯域幅拡大の上から前者より高い周波数を持つことが望ましい。図56(A)、(B)の単位区間は互いに出力端が直列接続であるか、二つのタイプがあり、これらを多段に接続したものは、図57(A)、(B)、(C)に示すように3つのタイプに分類される。

【0306】図57(A)は入力側の一方が直列共振器で

$$Z_{11} = \sqrt{D_1 B_1 / C_1 A_1}$$

$$\dots (21)$$

【0316】同様に回路2側をみたイメーグインピーダンス Z_{22} は、次式のように表される。

$$Z_{12} = \sqrt{A_2 B_2 / C_2 D_2}$$

$$\dots (22)$$

【0318】これらのイメーグインピーダンスは負荷抵抗(純抵抗)R₀とは無関係に決まる。

【0319】(21)式と(22)式を等しいと置く

$$D_1 B_1 / C_1 A_1 = A_2 B_2 / C_2 D_2$$

図59は、前述のインピーダンス整合条件を樹形型回路の単位区間に適用した場合を示す。

【0321】図59(A)は、インピーダンス整合が悪い接続方法で、(23)式の条件を満たさない。

$$\Gamma = \frac{Z_1 Y_1}{2 + Z_1 Y_1}$$

$$\dots (24)$$

【0324】となる。Z₁、Y₁は実際の素子では通過帯域でも完全に0とはならないためΓも0にはならない。

【0308】しかしながら、単位区間同士の通過帯域におけるインピーダンス整合が適切でない、挿入損失が理論的な倍よりもさらに悪化する。

【0309】インピーダンス整合が適切でない、単位区間の境界(図57中の線1-1'からn-n'までの各境界)で電力の反射が起り、損失増加となるからである。

【0310】単位区間同士の電力反射をΓとすると損失もn10log(Γ)となる。

【0311】従って単位区間同士のインピーダンス整合をはかり、境界での電力反射を押さえることにより、挿入損失の増加を極力押さえることが重要である。

【0312】次に、単位区間同士のインピーダンス整合を図る方法について説明する。

【0313】図58に示すように、一般に2つの異なる4端子定数(F行列)の定数A、B、C、D)をもつ回路同士を、インピーダンス整合を図って接続する場合、境界b-b'からそれぞれの回路側を見たイメーグインピーダンスが互いに等しいと置けば良い。

【0314】図58に示すように回路1側をみたイメーグインピーダンスZ₁₁は、回路1の4端子定数A₁、B₁、C₁、D₁を使って次式のように表される。

$$\dots (20)$$

【0325】これに比べ、図59(B)、または図59(C)は境界**b-b'**で(23)式の条件を満たすため反射は0となり、損失は生じない。
【0326】例えば、図59(B)の場合、境界**b-b'** *

$$Z_{11} = \sqrt{Z_1 Y_1} \cdot \sqrt{1 + Z_1 Y_1}$$

【0328】となる。境界**b-b'**から右側をみたイメージインピーダンス Z_{11} も(22)式から求めると、 Z_{11} と等しくなることが分かる。

【0329】従ってインピーダンス整合がとれ、境界での反射係数は0となる。
【0330】図59(C)も同様にインピーダンス整合がとれていることが証明される。

【0331】次に図59(B)、(C)のような接続法を利用して単位区間を多段接続する方法を考察する。
【0332】図60(A)は、図59(B)、(C)の接続法を交互に繰り返して単位区間を $n(>2)$ 段接続した回路を示す。このような接続方法をつかえば、前述の理由から何段接続しても各単位区間の電力反射は起らない。

【0333】図60(A)の構成で、互いに隣接しあう並列部の共振器同士、または直列部の共振器同士を加えてひとまとめでとると図60(B)と等価になる。
【0334】この結果、最も入出力端に近い端のみがそれより内側の端に対して半分の大きさのインピーダンスあるいはアドミタンス値をもつようになることがわかる。

【0335】図57で示した3種類の多段化の仕方に対してこの原理を適用すると、インピーダンス整合を図った接続法として、それぞれ図61(A)、(B)、(C)の方法が得られる。

【0336】図61(A)は図57(A)に対応する整合化接続法で、入出力端のどちらか一方が直列部で、他方が並列部の場合である。この場合は、端部の直列共振器のインピーダンス値は、内側直列共振器のインピーダンス値の半分であり、また、他方の端部の並列共振器のアドミタンス値も、内側の並列共振器のアドミタンス値の半分である。

【0337】同様に図61(B)は図57(B)の、また図61(C)は図57(C)の整合化接続法である。
【0338】図61(B)の場合は両端部が並列部の場合で、両端部の並列共振器のアドミタンス値は、それより内側の並列共振器のアドミタンス値の半分となっており、内側の並列共振器のアドミタンス値の半分となっている。

【0339】図61(C)の場合は両端部が直列部の場合で、両端部の直列共振器のインピーダンス値は、それより内側の直列共振器のインピーダンス値の半分となっている。

【0340】③実施例12の構成

***b'**から左側みたイメージインピーダンスは、(21)式から、
【0327】
【数23】

$$\dots (25)$$

次に、上記の考え方に基づき、本発明の第12実施例について説明する。

【0341】図52は本発明の第12実施例になる弾性表面波フィルタ250の基本構成を示す。

【0342】この弾性表面波フィルタを具体化すると、図53に示す如くなる。

【0343】3つの直列共振器(R_{s1} 、 R_{s2} 、 R_{s3})と3つの並列共振器(R_{p1} 、 R_{p2} 、 R_{p3})とから成り、それぞれ図52に示す等価回路のようにつながれている。

【0344】これらの6つの共振器は共に開口長(90 μ m)が同じであり、且つ電圧増対数(100対)も同じである。

【0345】また、各共振器は同図に示すような短絡型の反射器を側面に有し、Qを高めている。

【0346】反射器の対数は100対程度である。

【0347】直列共振器(R_{s1} 、 R_{s2})はすべて同じ長さの電圧増対数(λ_s)であり、 $\lambda_s = 4$ 、19 μ mである。

【0348】又、並列共振器(R_{p1} 、 R_{p2})の間隔は、これと異なる間隔 $\lambda_p = 4$ 、38 μ mとしてある。

【0349】比較の対象として、この構成に対する従来構成を図62に示す。

【0350】図52及び図62の両方について、インピーダンス Z_0 で示される直列部の一端子弾性表面波共振器の設計条件は、開口長90 μ m、対数100対である。アドミタンス Y_0 で示される並列部の一端子対弾性表面波共振器も同じ条件である。

【0351】圧電基板結晶は、36°YカットX伝導LiTaO₃を用い、その上に弾性表面波共振器として3000ÅのAl合金膜の矩形パターンが形成してある。

【0352】図54中、実線251は図53のフィルタ250の特性を示す。破線252は図62の従来のフィルタの特性を示す。両者より本実施例のフィルタ250の方が、低損失化されていることがわかる。特に通帯域の両端での改善が大きい。

【0353】次に図62の従来のフィルタにおいて、単位区間(3)のアドミタンス Y_0 で表される並列共振器のみ、対数を100対から80対に減らしてアドミタンス Y_0 の値を小さくした時の通過特性を図55中、線253で示す。同様に挿入損失が改善されていることが分

50 かる。従って、端部のアドミタンス値は1/2としく

とも、内側のアドミタンス値より減らすだけでも、十分ではない効果があらわれる。インピーダンス値に対しても同様である。

【0354】以上、図61(A)の基本形に対する実施例を示したが、これは中央部に多数の単位区間が増えても同様な効果を有する。

【0355】[実施例13] 図63は、本発明の第13実施例になる弾性表面波フィルタ260である。

【0356】この弾性表面波フィルタは、図61(B)に示す構成方法に基づいたものである。

【0357】この弾性表面波フィルタ260は、図54の線251で示したものと同様な低損失減効果をもたらす。

【0358】[実施例14] 図64は、本発明の第14実施例になる弾性表面波フィルタ270である。

【0359】この弾性表面波フィルタは、図61(C)に示す構成方法に基づいたものである。

【0360】この弾性表面波フィルタ270も、図54の線251で示したものと同様な低損失減効果をもたらす。

$$Y_0 = g + j \cdot b$$

g:コンダクタンス分

b:サセプタンス分

※

$$Z_0 = r + j \cdot x$$

r:抵抗分

x:リアクタンス分

※

【0368】このように仮定すると、 r 、 b 、 r 、 x の周波数特性は図69のようになる。

【0369】並列共振器のアドミタンス Y_0 のサセプタンス分 b (図69中の点線)は、共振周波数 f_{rp} で最大値となり、そこで符号を $-j$ へ変え、反共振周波数 f_{ap} で0(零)となり、 f_{ap} 以上で符号が再び $+$ になり、少しずつ増大してゆく。

【0370】一方、 Y_0 のコンダクタンス分 g (図69中の一点鎖線)は、同様に f_{rp} で最大値となり、 f_{ap} を越えると急激に減少し、徐々に0に近づいていく。

【0371】尚コンダクタンス分 g は $+$ の値しかとらない。

【0372】直列共振器のインピーダンス分 Z_0 のリアクタンス分 x (図69中の実線)は、アドミタンス Y_0 は逆で共振周波数 f_{rs} で0となり、反共振周波数 f_{as} で最大値となり、さらに $+$ から $-$ へ符号を変え、 f_{as} 以上では一側から0へ近づいていく。

$$S_{21} = \frac{100 + r + 50 \cdot r \cdot g + 2500g}{100} \dots (28)$$

100

※

$$S_{21} = \frac{100 + r + 50 \cdot r \cdot g + 2500g}{100} \dots (28)$$

100

【0381】となる。

【0382】ここで、 $r > 0$ 、 $g > 0$ であるので、(28)式は r 、 g 共に増加するほど S_{21} は1より小さくなり、 $20 \log |S_{21}|$ で表される挿入損失が増大して

50

【0361】[実施例15] 次に本発明の第15実施例になる弾性表面波フィルタについて図65及び図66等を参照して説明する。

【0362】①実施例の概要

説明の便宜上、まず本実施例の概要について説明する。
【0363】本実施例は、通過帯域における挿入損失を決定している原因として、矩形電極の抵抗分とコンダクタンス分に着目し、直列配列の共振器に対しては抵抗分を減少させ、並列部の共振器に対しては、コンダクタンス分を減少させることによりこれを椅子型に組んだ時のフィルタ特性の挿入損失を低減させるものである。

【0364】次に、本発明の背景等について説明する。

【0365】②本発明の背景
図65に直列部と並列部にそれぞれ共振周波数(f_{rs} 、 f_{rp})の異なる2つの弾性表面波共振器を配置した椅子型フィルタ回路の基本構成を示す。

【0366】ここで、並列共振器のアドミタンスを、

$$\dots (26)$$

※とする。

【0367】また直列共振器のインピーダンスを、

$$\dots (27)$$

★【0373】また、抵抗分 r は0から徐々に増加してゆき、反共振周波数 f_{as} で最大値をとり、それ以上で徐々に減少していく。

【0374】 r も g と同様に $+$ の値しかとらない。

【0375】ここで、フィルタ特性を作るためには、前記並列共振器の反共振周波数 f_{ap} と直列共振器の共振周波数 f_{rs} とは略一致もしくは後者がやや大きいことが条件である。

【0376】図69の下部に上のインピーダンス、アドミタンスの周波数特性に合わせて、フィルタ回路としての通過特性を示す。

【0377】 $f_{ap} \approx f_{rs}$ 近傍で通過帯域をとり、それ以外では減衰領域となる。

【0378】同図からも明らかのように、通過帯域の特に中心周波数近傍では b 及び x は0になる。

【0379】従って、フィルタとしての通過特性は S_{21} は、 r と g のみで決まり、

$$\dots (28)$$

【数24】

では一側から0へ近づいていく。

$$\dots (28)$$

100

100

100

100

100

る矩形電極のどのような部分から生じているのかを説明する。

【0385】こゝでは、図3(B)中、 r_1 をも考慮に入れた考え。

【0386】 r_1 は矩形電極の電気抵抗分及び矩形電極指の各端部から基板内部へバルク放となつて漏れていくエネルギー損失分を音響抵抗分として表したものを合計したものである。

【0387】今、バルク波放射による抵抗分は矩形電極の形状に殆ど依存しないため、矩形電極の電気抵抗 r_1 *10

$$r = l_a \cdot \rho_a / (N_a \cdot W \cdot t) \quad \dots (29)$$

となる。

【0391】また、並列腕共振器の開口長を l_p 、対数 α 、 W 、 t はほぼ等しいから、

$$g = N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \quad \dots (30)$$

となる。

【0392】従つて、(28)式における挿入損失にお★

$$\begin{aligned} & r + 50 \cdot r \cdot R + 2500 \cdot R \\ & = l_a \cdot \rho_a / (N_a \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_a) \cdot (N_p / N_a) \\ & \quad + 2500 \cdot N_p \cdot W \cdot t / (l_p \cdot \rho_p) \quad \dots (31) \end{aligned}$$

となる。

【0393】(31)式より、直列腕共振器は開口長 l_a が短く、対数 N_p が多い程、また、並列共振器は開口長 l_p が長く、対数 N_a が少ない程、損失低減に効果があつて、 $l_a / l_p < 1$ 、 $N_p / N_a < 1$ である程、言い換えれば開口長は、直列腕共振器の★

$$r = 50 \cdot r \cdot R + 2500 \cdot R = r_p + 50 \cdot (r_a / r_p) + 2500 \cdot (1 / r_p)$$

$$r_p = r_a / r_p$$

となる。従つて、 $(r_a / r_p) < 1$ 、即ち $r_p < r_a$

であれば挿入損失の増大は抑制できる。

【0396】なお、この場合 l_a をあまり狭め過ぎると表面波の回折による損失が現れ、逆に l_p を長くしすぎると抵抗増大による並列共振器のQ低下を招き、低周波側の帯域外抑圧度が悪くなるため、その大きさには限度◆

$$\begin{aligned} & r + 50 \cdot r \cdot R + 2500 \cdot R \\ & = l_a \cdot \rho_a / (N_a \cdot W \cdot t) + 50 \cdot (l_p / l_a) \cdot (N_p / N_a) \\ & \quad + l_p \cdot \rho_p / (l_p \cdot \rho_p) \quad \dots (32) \end{aligned}$$

従つて、 t_p / t_a とすることと同様に損失を低減できる。

【0399】この他にも抵抗率の異なる(ρ_{a1} 、 ρ_{a2} 、 ρ_{a3} 、 ρ_{a4})2種類の金属材料からなる共振器を、直列腕と並列腕に配置してフイルタを作り、 $\rho_{a1} \sim \rho_{a4} < 1$ とすることも可能であるが、実際の素子をつくる場合、量産性等を考慮すると実際のではない。

【0400】◎実施例15の構成

次に、上記考え方を採用した実施例について説明する。

【0401】図65は本発明の第15実施例の弾性表面波フイルタ2800の回路構成を示す。

【0402】図66は図65の回路構成を具体化した構造を示す。

【0403】用いた圧電基板241は36° YカットX 50

*に比例する。

【0388】特に $x=0$ の中心周波数近傍では $r=r_1$ となる。

【0389】また、並列腕共振器のアドミタンスのコンダクタンス分 g は、矩形電極の電気抵抗分のコンダクタンス $1/r_1$ に比例する。

【0390】今、矩形電極の電極指の抵抗率を ρ_{a1} 、電極指の幅を W 、膜厚を t とし、直列腕共振器の開口長を l_a 、対数を N_a とすると、

$$\dots (29)$$

※を N_p とすると、同一基板、同一金属材料を使う場合は ρ_a 、 W 、 t はほぼ等しいから、

$$\dots (30)$$

★ける増加分は、

$$\dots (31)$$

20☆方が並列腕共振器より短い方が、対数は、直列腕共振器の方が並列腕共振器より多い方が一層効果がある。

【0394】こで、この理由について述べる。

【0395】上記(31)式において、 $r=r_p$

、 $(r_p$ ：直列腕共振器の電気抵抗)及び $g=1/r_p$

(r_p ：並列腕の電気抵抗)であるから

$$r = 50 \cdot r \cdot R + 2500 \cdot R = r_p + 50 \cdot (r_a / r_p) + 2500 \cdot (1 / r_p)$$

◆がある。

【0397】さらに矩形電極を形成している金属材料の膜厚を直列腕の方を t_p 、並列腕の方を t_a とすると(31)式は次のようになる。

$$\dots (32)$$

【0398】

【0404】従来は、直列腕、並列腕共に、矩形電極の開口長 $l_a=1_p=900\mu m$ 、対数 $N_a=N_p=100$ 対であるのに対し、本実施例では、直列腕は、 $l_a=45\mu m$ 、 $N_a=200$ 対、並列腕は $l_p=180\mu m$ 、 $N_p=50$ 対とした。 $l_p > l_a$ であり、 $N_p > N_a$ である。また、 $l_a / l_p = 0.25$ 及び $N_p / N_a = 0.25$ である。

【0405】この時、対数と開口長の積で形状的に決まる矩形電極の静電容量 C_a は変わらないようにした。

【0406】図66の実線281が本実施例の特性、破線282が従来例の特性である。従来では損失が2.5dBであったものが本実施例により2.0dBとなり、

本実施例により0.5dB以上改善した。即ち、フイルタの挿入損失がdB換算で2.5%も改善された。

【0407】また、本実施例の場合、直列腕共振器の対数を増加したことにより、耐電圧性も向上し、印加可能な最大電力が20%向上した。

【0408】以上の実施例の場合、 $l_a=300\mu m$ 以下で回折損が現れ始め、 $l_p=300\mu m$ 以上で低周波側の帯域外劣化が起り始めたことから、これらの面が限度であった。

【0409】以上、直列腕の電気抵抗を下げ、並列腕の電気抵抗を上げる(コンダクタンスを下げる)ことにより、通過帯域の挿入損が改善されることは明らかである。

【0410】また、並列腕共振器の膜厚を直列腕共振器の膜厚より薄くした構成とすることもできる。

【0411】この構成によつても、上記実施例の場合と同様に、通過帯域の損失を少なくできる。

【0412】

【発明の効果】以上説明した様に、請求項1の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外抑圧度を高めることが出来、しかも通過帯域幅を広げることが出来、更には損失を低くすることが出来る。

【0413】請求項2に発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外抑圧度を高めることが出来る。

【0414】請求項3の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外抑圧度を高めることが出来る。

【0415】請求項4の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外抑圧度を高めることが出来、しかも通過帯域幅を広げることが出来、更には損失を低くすることが出来る。

【0416】請求項5の発明によれば、所望の周波数領域に共振極を新たに形成して、この部分の周波数領域を阻止域とすることが出来る。また、請求項1の発明に比べて、通過帯域幅を何ら狭くすることなく、通過帯域外抑圧度を高めることが出来る。

【0417】請求項6の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域の損失を低減することが出来、しかもリップルを小さく抑えることが出来る。

【0418】請求項7の発明によれば、請求項1の発明に比べて、通過帯域の損失を低減することが出来、しかもリップルを小さく抑えることが出来る。

【0419】請求項8又は9の発明によれば、通過帯域内に現われていたリップルを無くすることが出来る。

【0420】請求項10、11、12の発明によれば、第1の共振器に付加されるインダクタンスを容易に形成出来る。

【0421】請求項13乃至17の発明によれば、通過

帯域外抑圧度及び通過帯域の損失を共に損なうことなく、従来のものに比べて通過帯域幅を広げることが出来る。

【0422】請求項18乃至30の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域幅を広げることが出来、且つ通過帯域の損失を小さくすることが出来る。

【0423】請求項31乃至33項記載の発明によれば、従来のものに比べて、通過帯域外抑圧度及び通過帯域幅を何ら損なうことなく、通過帯域の損失を少なくすることが出来る。

【面の簡単な説明】

【図1】本発明の弾性表面波フイルタの原理図である。

【図2】共振器を用いたフイルタ回路の基本構成を示す図である。

【図3】一端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図である。

【図4】一端子対弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性を示す図である。

【図5】共振器の周波数近傍における弾性表面波共振器のインピーダンス特性及びそれらを接続してなる図1のフイルタのフイルタ特性を示す図である。

【図6】図42の従来の弾性表面波フイルタを説明する図である。

【図7】共振器にインダクタンスを直列に付加した場合の効果を示す図である。

【図8】一端子対弾性表面波共振器を直列に2個接続した場合の効果を示す図である。

【図9】並列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図10】直列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図である。

【図11】本発明の弾性表面波フイルタの第1実施例の回路図である。

【図12】図11のフイルタの通過特性を示す図である。

【図13】並列腕共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図である。

【図14】図11の弾性表面波フイルタの構造をその断面図で示す図である。

【図15】図41中、W-V線に示す断面図である。

【図16】本発明の弾性表面波フイルタの第1実施例を示す図である。

【図17】図16のフイルタの通過特性を示す図である。

【図18】並列腕共振器の開口長(l_a)と直列腕共振器の開口長(l_p)の比(l_a / l_p)の増大効果を示す図である。

【図19】本発明の弾性表面波フイルタの第2実施例を示す図である。

【図20】図19のフイルタの通過特性を示す図であ

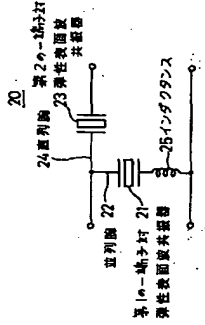
る。
【図21】本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図である。
【図22】図21のフィルタの通過特性を示す図である。
【図23】本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図である。
【図24】図23のフィルタの通過特性を示す図である。
【図25】本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の回路図である。
【図26】図25中、第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図である。
【図27】図25のフィルタの通過特性を示す図である。
【図28】反射器設置位置 $d = (n + \frac{1}{2}) \cdot \lambda$ の β によるリップル幅への影響を示す図である。
【図29】図25の弾性表面波フィルタの構造をその蓋を取り外した状態で示す平面図である。
【図30】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の1の実形例を示す図である。
【図31】図25中の第1の一端子対弾性表面波共振器の別の実形例を示す図である。
【図32】本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図である。
【図33】電極膜厚 (1) のリップル発生位置への効果を示す図である。
【図34】並列共振器の反射器によるリップル (rr) が高周波減衰率へ落ちたときの状態を示す図である。
【図35】共振器型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図である。
【図36】挿入損失及びリップル発生位置の膜厚依存性の実験の結果を示す図である。
【図37】本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器を示す図である。
【図38】図37の共振器を適用した弾性表面波フィルタの通過特性を示す図である。
【図39】本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第1の一端子対弾性表面波共振器の変形例を示す図である。
【図40】図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する別の例を示す図である。
【図41】図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する更に別の例を示す図である。
【図42】本発明の弾性表面波フィルタの第11実施例の回路図である。
【図43】図42の回路を具体化した構成を示す図である。
【図44】 $f_{mp} < f_{rp}$ としたときの弾性表面波共振器の

インダクタンス特性を示す図である。
【図45】 $\Delta f \equiv f_{rs} - f_{sp}$ を等から増加させたときの梯子型フィルタの通過特性の変化を説明する図である。
【図46】弾性表面波共振器の特性測定法を説明する図である。
【図47】並列腕及び直列腕の各弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図である。
【図48】b x 積の周波数依存性を示す図である。
【図49】図42の回路の一部をLとCの等価回路で表した図である。
【図50】 $|b_{x_{max}}|$ と $\Delta f / f_{rs}$ との関係を示す図である。
【図51】 k^2 と γ との関係を示す図である。
【図52】本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図である。
【図53】図52の回路を具体化した構成を示す図である。
【図54】図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図である。
【図55】図63のフィルタ中、出力側 Y_p を減少させた場合の特性を示す図である。
【図56】1個ずつの弾性表面波共振器を梯子型にした単位区間の回路図である。
【図57】図56の単位区間を多段 (n 段) に接続してなる回路の回路図である。
【図58】二つの4端子回路の接続とその境界を示す図である。
【図59】単位区間同士との接続を示す図である。
【図60】 $n (>2)$ 段に単位区間を接続する方法を説明する図である。
【図61】本実施例の梯子型回路の構成方法を説明する図である。
【図62】従来の弾性表面波フィルタの回路図である。
【図63】本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図である。
【図64】本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図である。
【図65】本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図である。
【図66】図65の回路を具体化した構成を示す図である。
【図67】図66のフィルタの特性を示す図である。
【図68】並列腕と直列腕に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図である。
【図69】並列共振器のアドミタンス (Y_n) の周波数特性及び直列共振器のインピーダンス (Z_n) の周波数特性を対応させて示す図である。
【図70】従来の弾性表面波フィルタの1例を示す図である。

【図71】図70のフィルタの通過特性を示す図である。
【符号の説明】
60, 90, 100, 110, 120, 130, 24 弾性表面波フィルタ
0, 250, 260, 270, 280 弾性表面波フィルタ
80, 150 弾性表面波フィルタ装置
81 セラミックパッケージ
82 フィルタチップ
83 蓋
84, 185 " 電極端子
85-1 ~ 85-n 端子

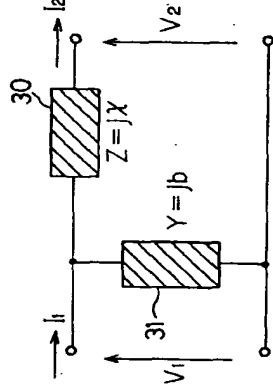
【図1】

本発明の弾性表面波フィルタの原理図



【図2】

共振器を用いたフィルタ回路の基本構成を示す図

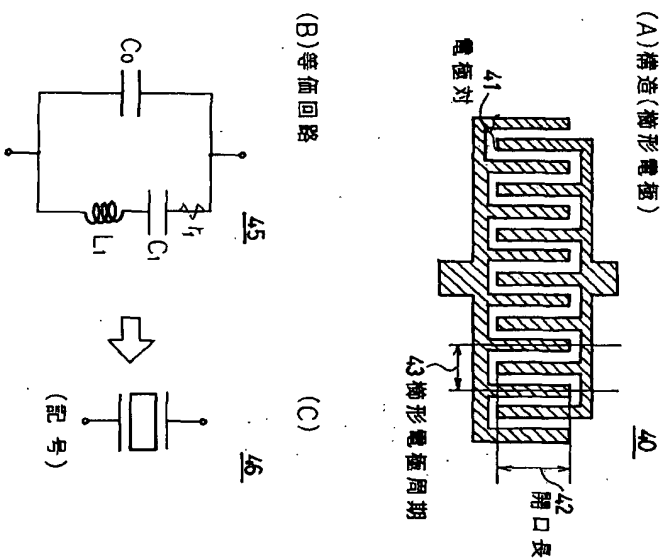


F行列表示

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

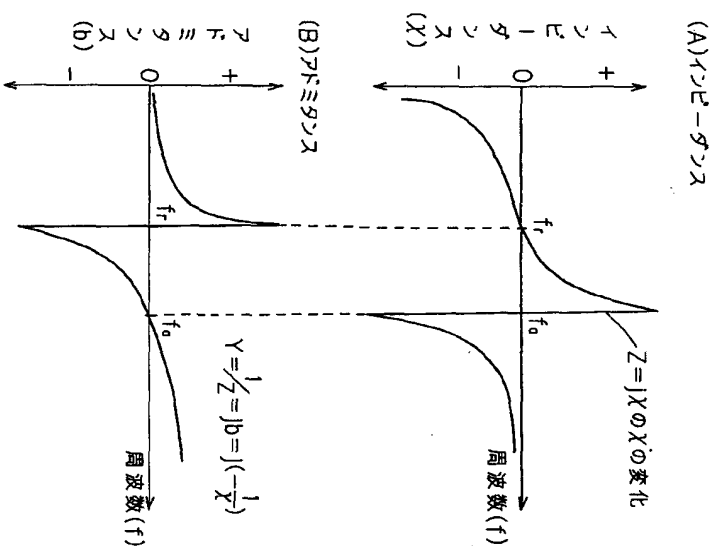
【図3】

1端子対弾性表面波共振器の構造とその等価回路及びその記号を示す図



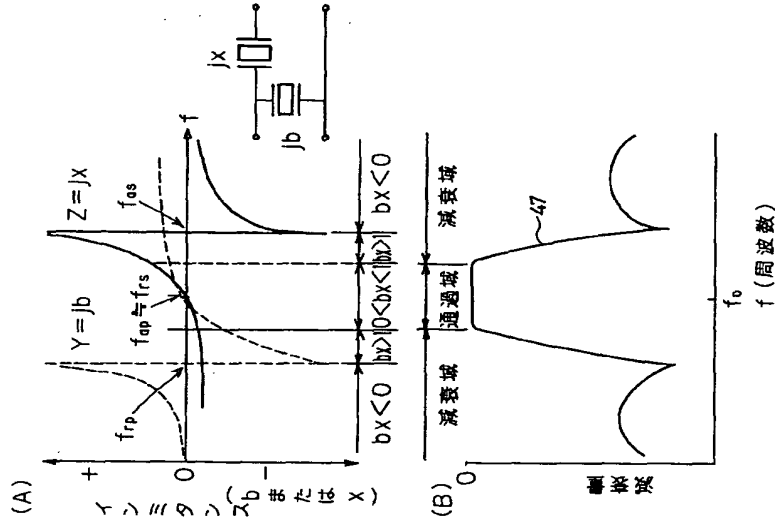
【図4】

1端子対弾性表面波共振器のインピーダンス及びアドミタンスの周波数特性(定性的な変化)を示す図



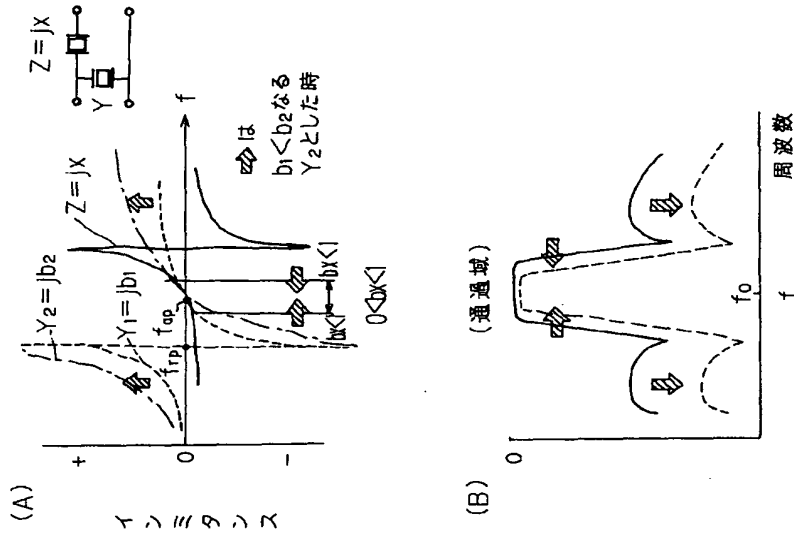
【図5】

共振周波数近傍における弾性表面波共振器のインミタンス特性及びそれらを接続してなる図10のフィルタのフィルタ特性を示す図



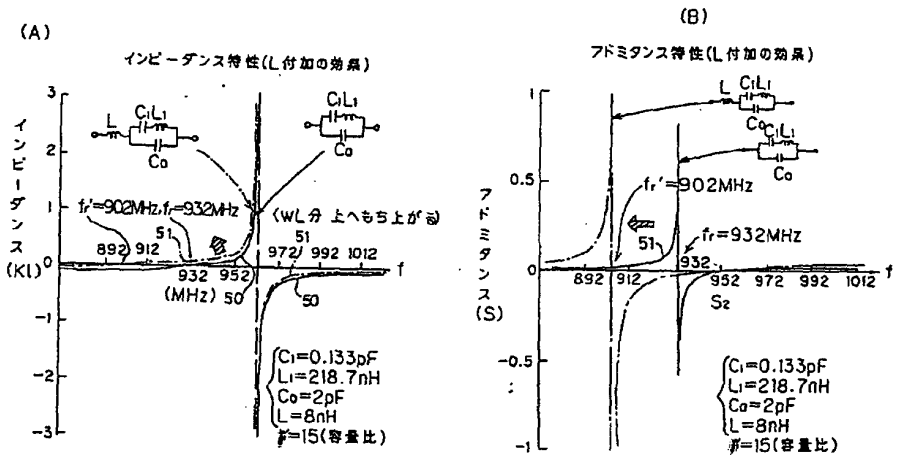
【図6】

図42の従来の弾性表面波フィルタを説明する図



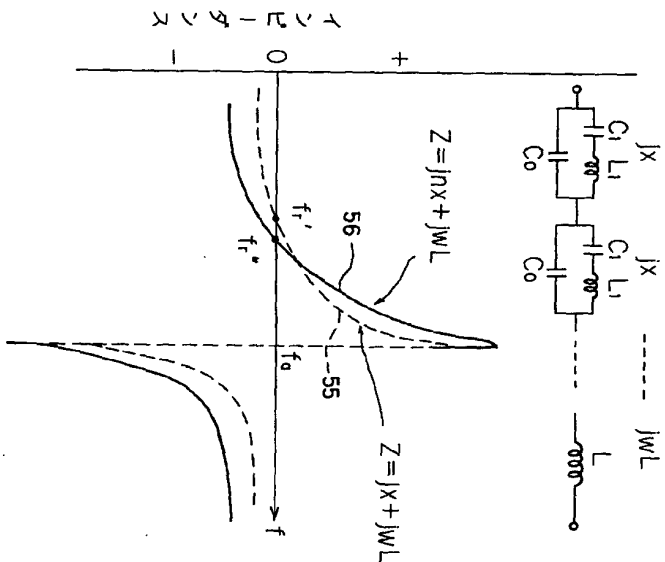
【図7】

共振器にインダクタンスを直列に付加した場合の効果を示す図



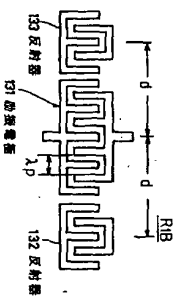
【図8】

1端子対弾性表面波共振器を直列にn個接続した場合の効果を示す図



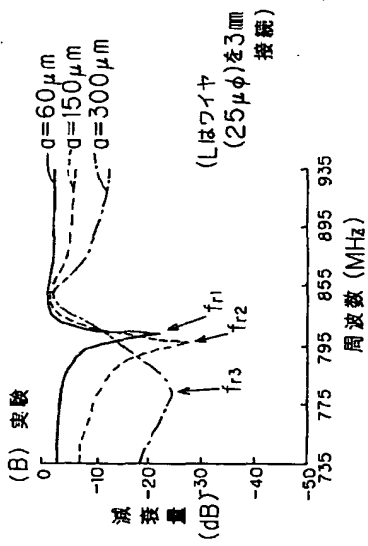
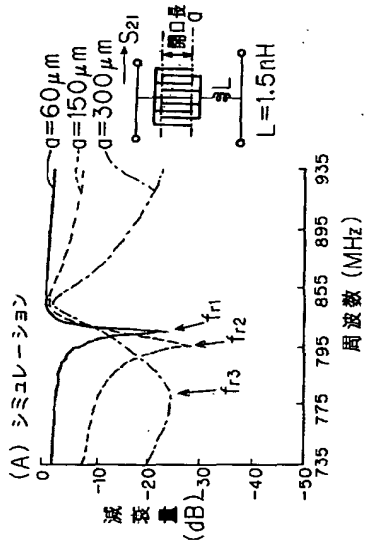
【図26】

図25中、第10一端子対弾性表面波共振器を示す図



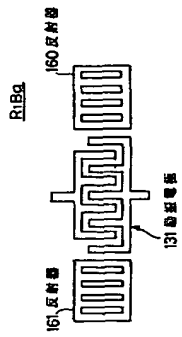
【図9】

並列腕共振器の通過特性の開口長依存性を示す図



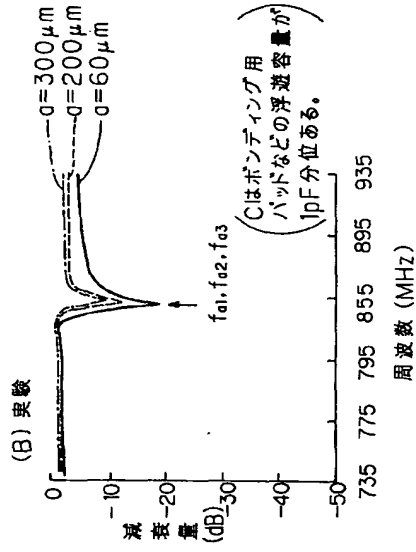
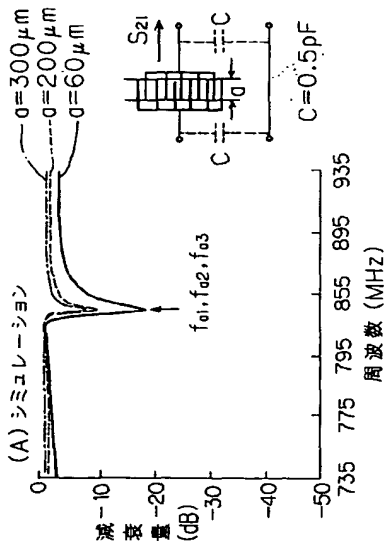
【図30】

図25中の第10一端子対称性表面波共振器の
一の実形例を示す図



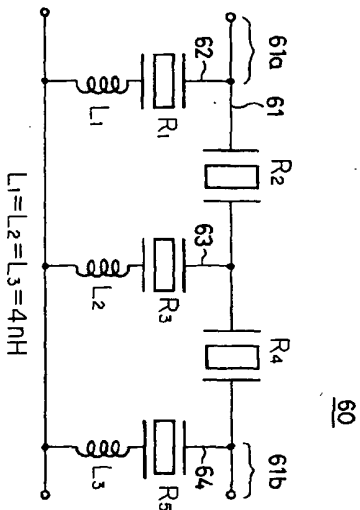
【図10】

直列腕共振器の通過特性の
開口長依存性を示す図



本発明の弾性表面波フィルタの
第1実施例の回路図

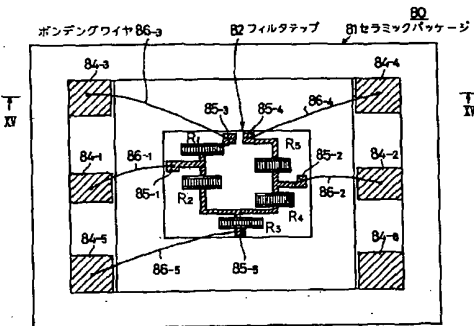
【図11】



【図14】

図11の弾性表面波フィルタの構造を
その裏面を取り外した状態で示す平面図

上



【図16】

本発明の弾性表面波フィルタの第2実施例を
示す図

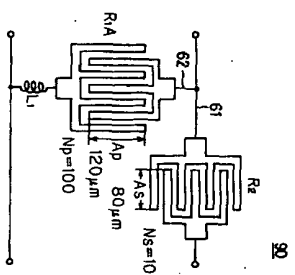
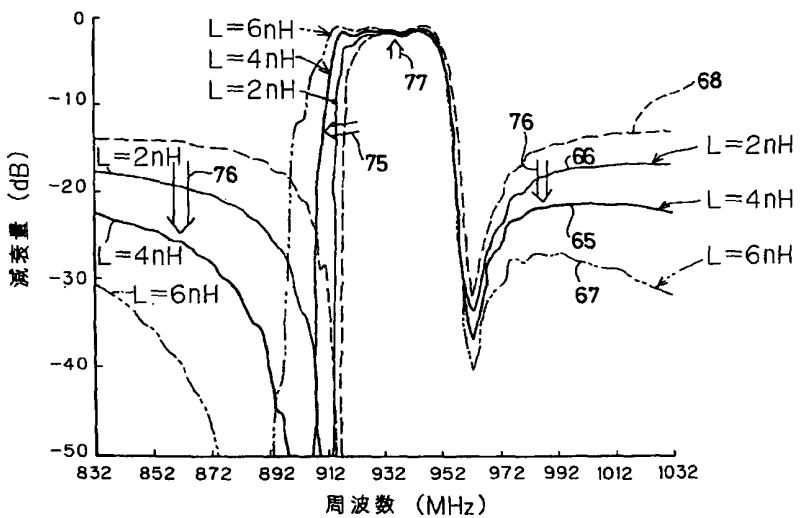


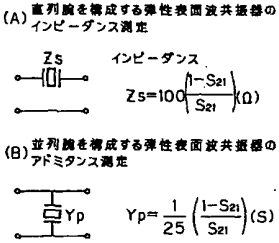
図11のフィルタの通過特性を示す図

【図12】



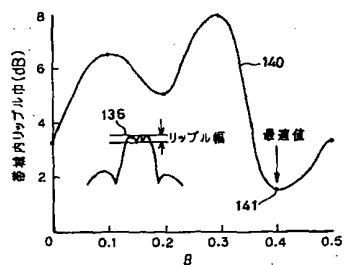
【図16】

弾性表面波フィルタの特性測定法
と説明する図



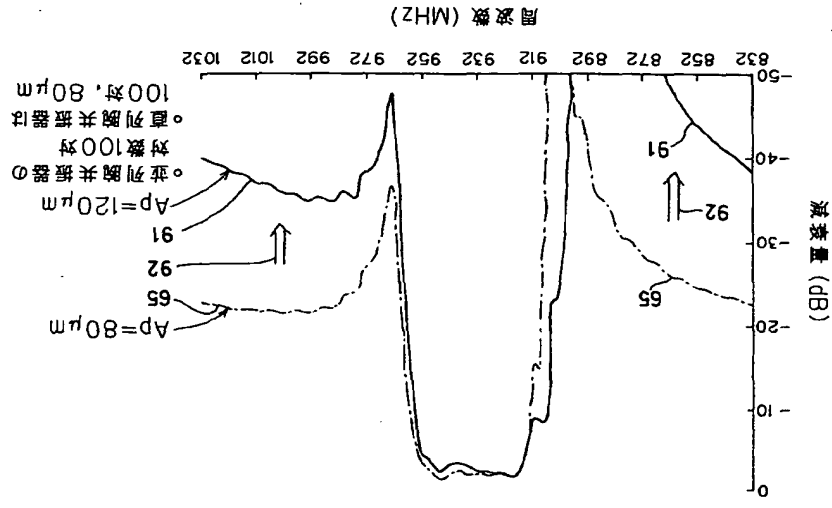
【図28】

反射係数位置 $\beta=(n+\beta)\lambda$ による
リップル幅への影響を示す図



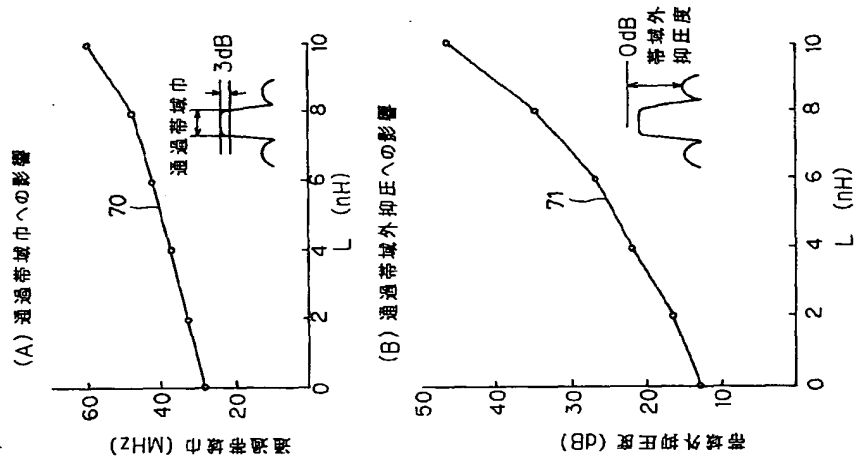
【図17】

図16のフィルタの通過特性を示す図



【図13】

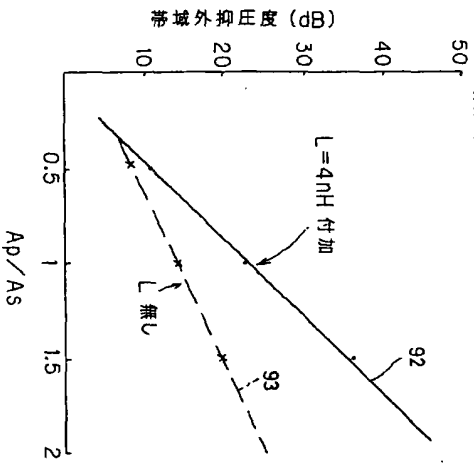
並列共振器へのインダクタンス付加の効果を示す図



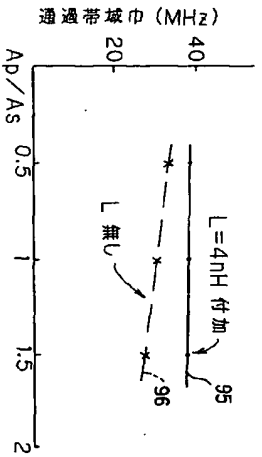
【図18】

並列腕共振器の開口長(A_p)と直列腕共振器の開口長(A_s)の比(A_p/A_s)の増大効果を示す図

(A) 帯域外抑圧度への影響

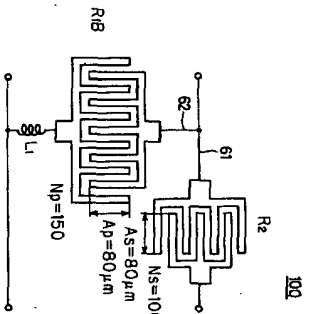


(B) 通過帯域巾への影響



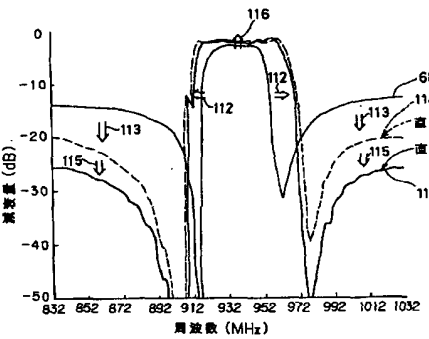
【図19】

本発明の帯域外抑圧フィルタの第1実施例を示す図



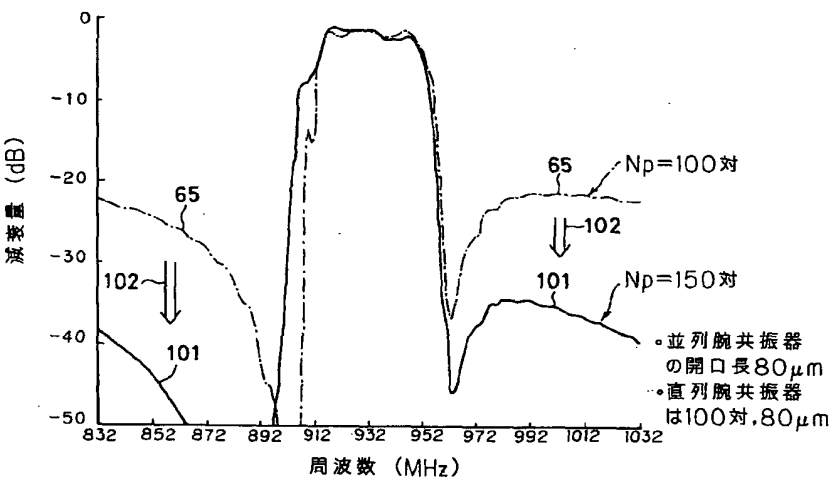
【図22】

図22のフィルタの通過特性を示す図



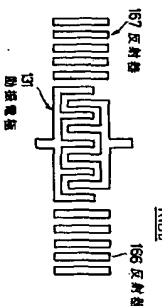
【図20】

図19のフィルタの通過特性を示す図



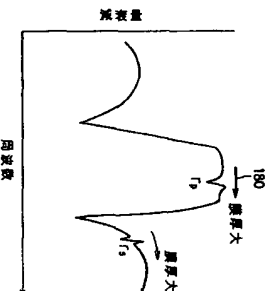
【図31】

図25中の第1の端子対特性表面波共振器の別の形状例を示す図



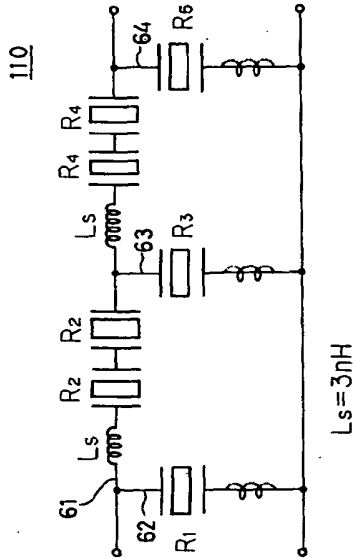
【図33】

電極間隔(1)のフィルタ発生位置への効果を示す図



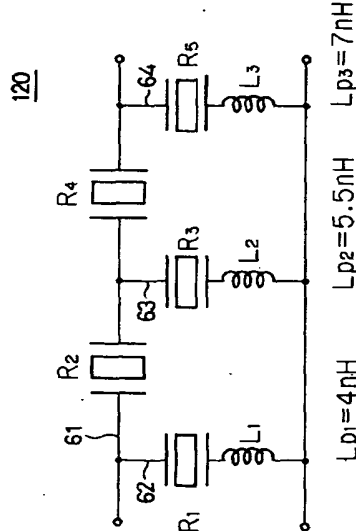
【図21】

本発明の弾性表面波フィルタの第4実施例を示す図



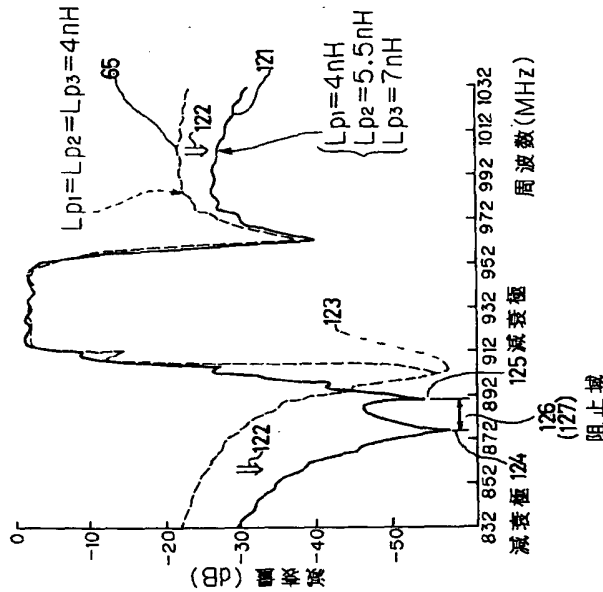
【図23】

本発明の弾性表面波フィルタの第5実施例を示す図



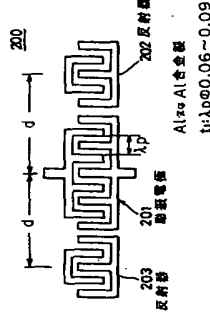
【図24】

図23のフィルタの通過特性を示す図



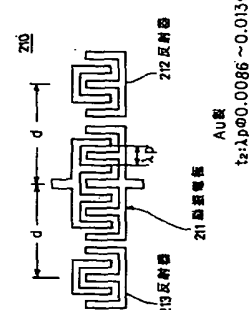
【図37】

本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第10一端子対弾性表面波共振器を示す図



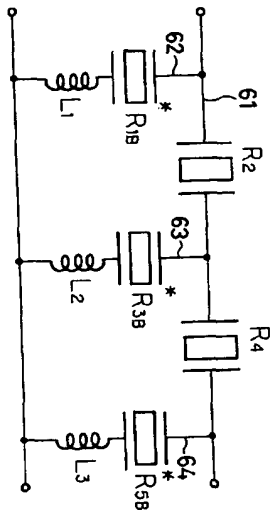
【図39】

本発明の弾性表面波フィルタの第8実施例の第10一端子対弾性表面波共振器の共振特性を示す図



【図25】

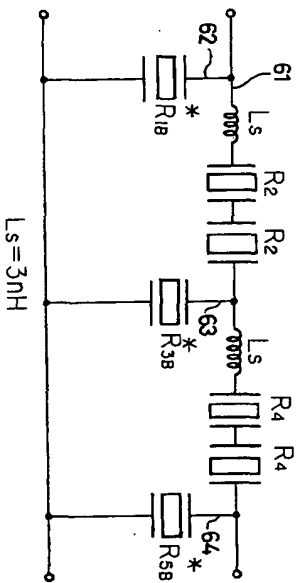
本発明の弾性表面波フィルタの第6実施例の回路図



130

【図32】

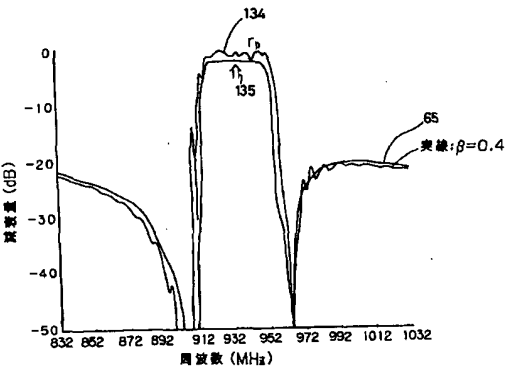
本発明の弾性表面波フィルタの第7実施例を示す図



170

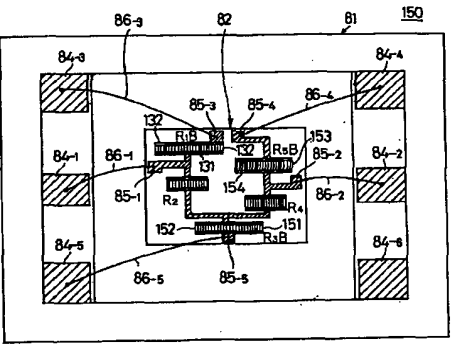
【図27】

図25のフィルタの透過特性を示す図



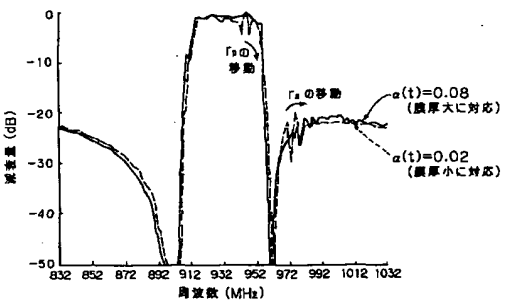
【図29】

図25の弾性表面波フィルタの構成をその面を取り外した状態で示す平面図



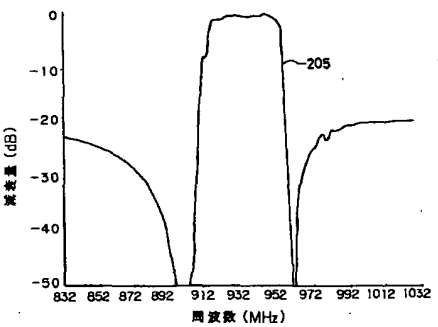
【図34】

並列共振回路の反射率によるフィルタ(FP)の高周波側減衰係数へ与える影響の状況($\alpha(t)=0.080$ 時)を示す図



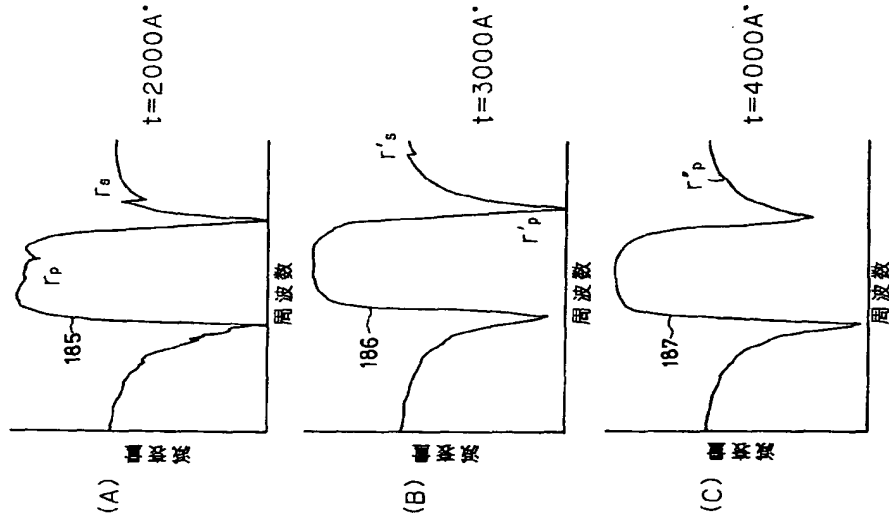
【図38】

図37の共振回路を用いた弾性表面波フィルタの透過特性を示す図



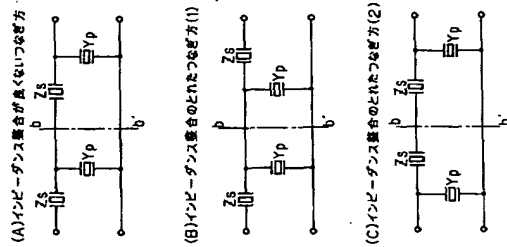
【図35】

共振器型フィルタの通過特性の膜厚依存性を示す図



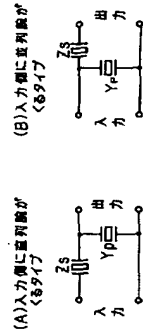
【図59】

単位区間周士の結合を示す図



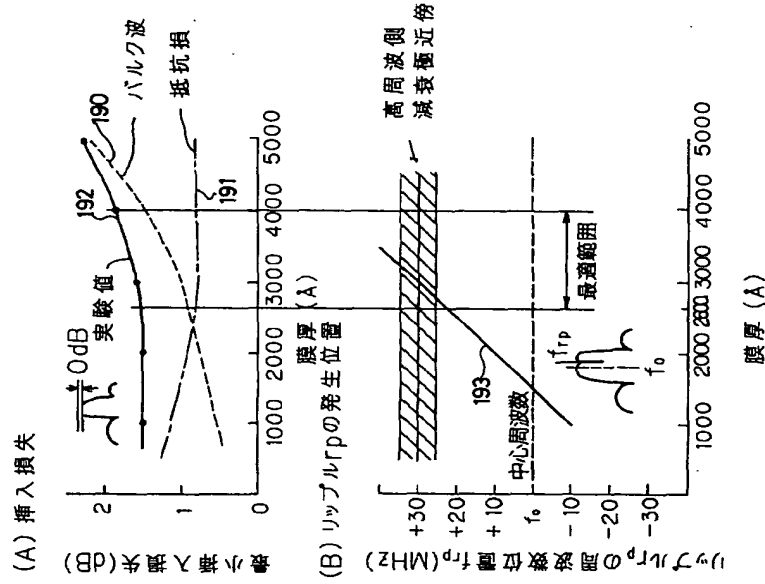
【図56】

1個づつの特性表面波共振器を格子型にした単位区間の回路図



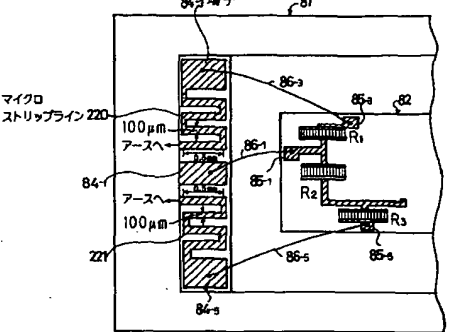
【図36】

挿入損及びリップル発生位置の膜厚依存性の実験の結果を示す図



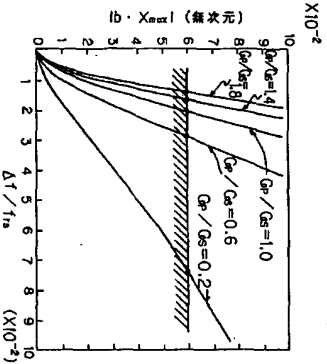
【図40】

図11の弾性表面波フィルタのインダクタンスを実現する別の例を示す図



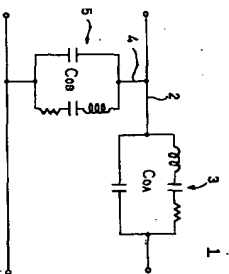
【図50】

$|b \cdot X_{\text{max}}|$ と $\Delta f / f_{rs}$ との関係を示す図



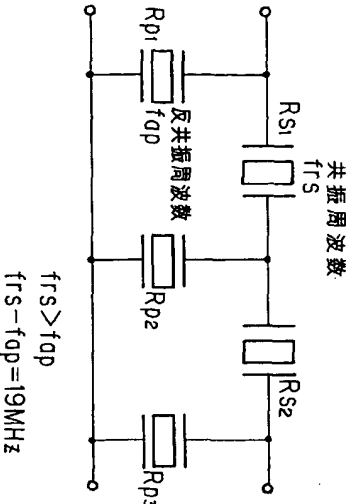
【図70】

従来の弾性表面波フィルタの例を示す図



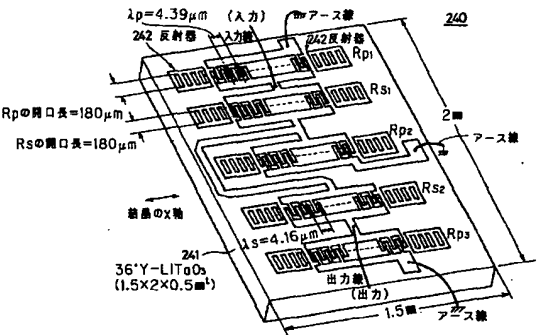
【図42】

本発明の弾性表面波フィルタの第11実施例の回路図



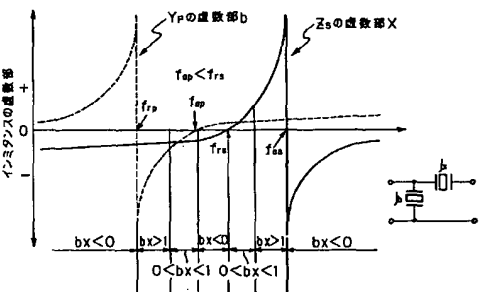
【図43】

図42の回路を具体化した構造を示す図



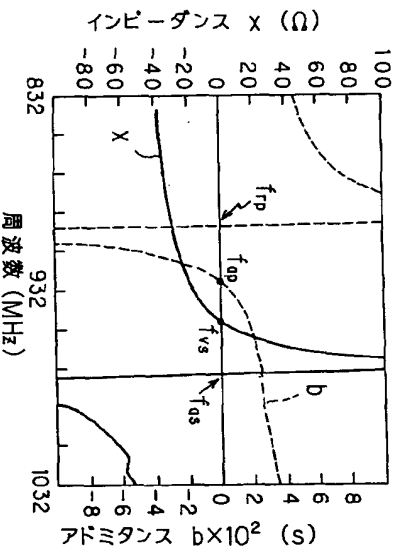
【図44】

$f_{ap} < f_{rs}$ としたときの弾性表面波共振器のインダクタンス特性を示す図



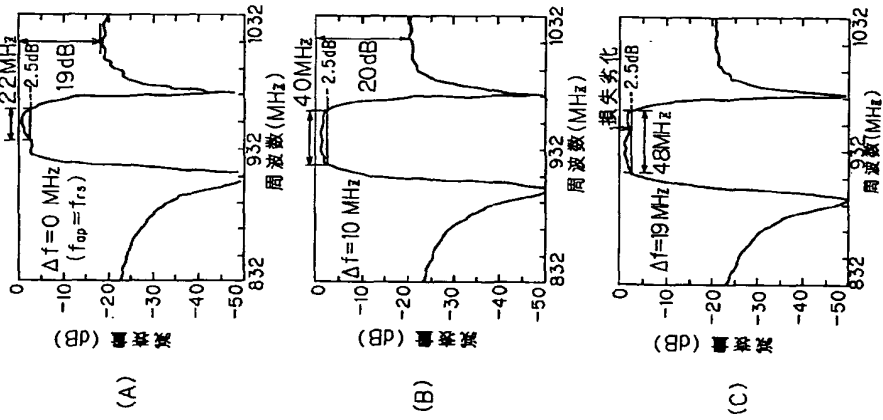
【図47】

並列腕及び直列腕の各弾性表面波共振器のアドミタンス及びインピーダンスの特性を示す図



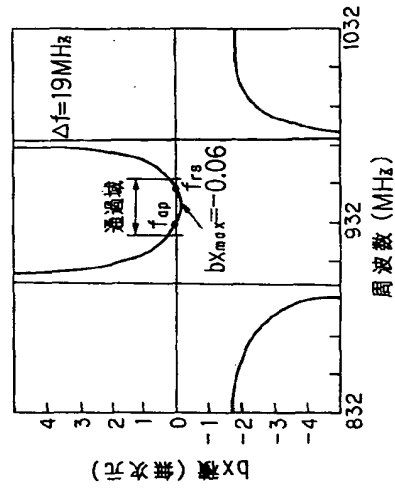
【図45】

$\Delta f = f_{rs} - f_{op}$ を零から増加させたときの梯子型フィルタの通過特性の変化を説明する図



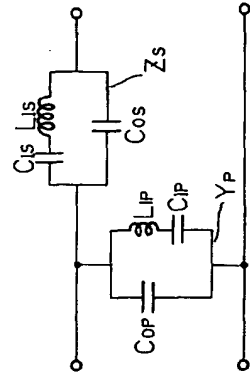
【図48】

bX積の周波数依存性を示す図



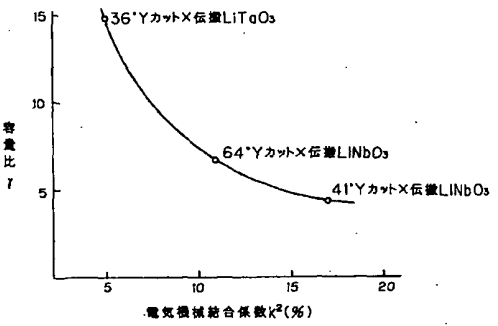
【図49】

図42の回路の一部をLとCの等価回路表示した図



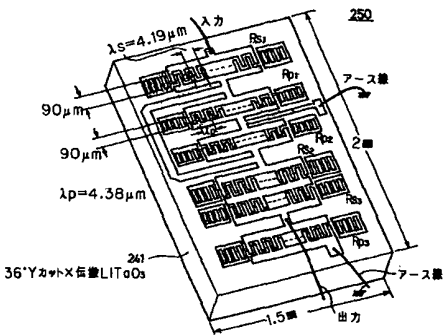
【図51】

k^2 と f との関係を示す図



【図53】

図52の回路を具体化した構造を示す図



【図52】

本発明の弾性表面波フィルタの第12実施例の回路図

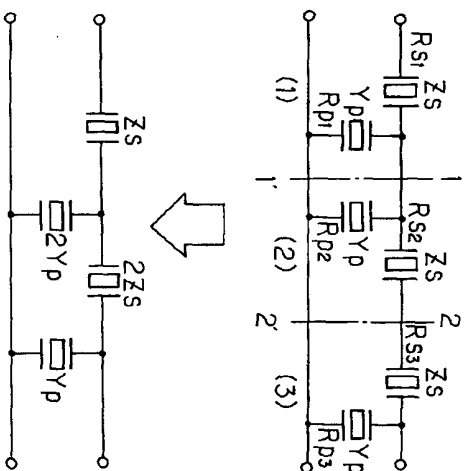
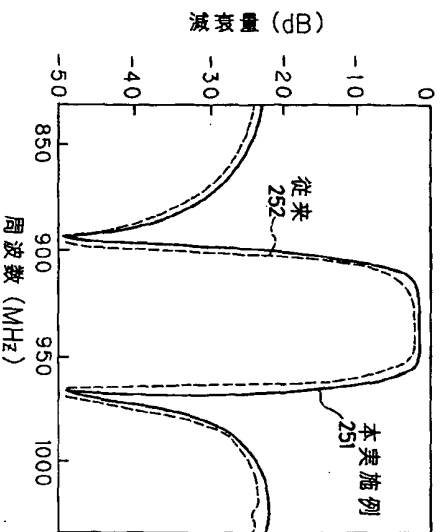


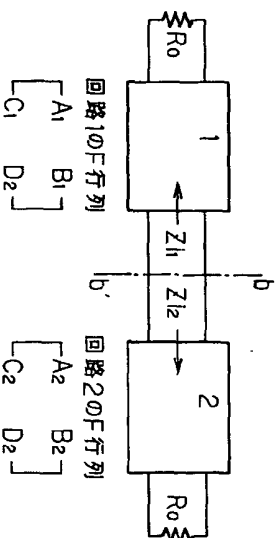
図53の弾性表面波フィルタの特性を示す図

【図54】



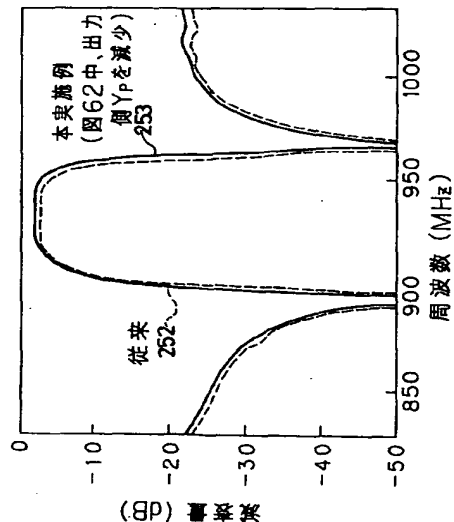
【図58】

二つの4端子回路の接続とその境界を示す図



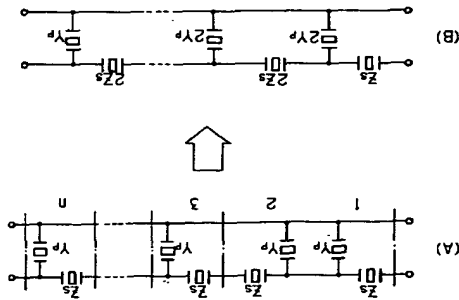
【図55】

図62のフィルタ中、出力側 Y_p を減少させた場合の特性を示す図



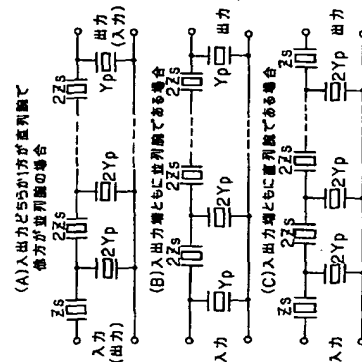
【図60】

$n(>2)$ 段に単位区間を接続する方法を説明する図



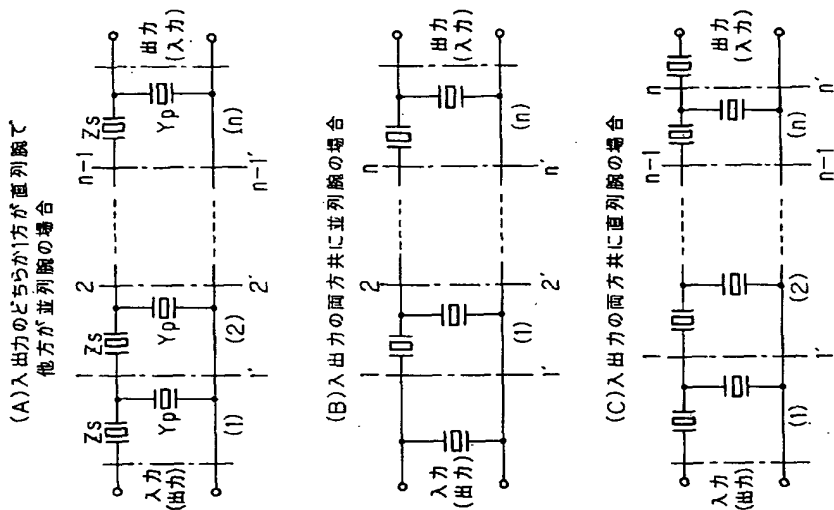
【図61】

本実施例の電子回路の構成方法を説明する図



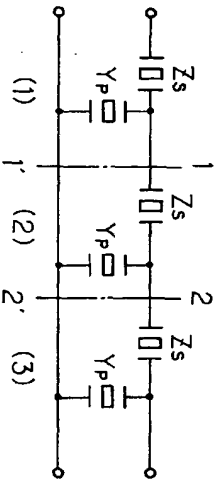
【図57】

図56の単位区間を多段(n段)に接続してなる回路の回路図



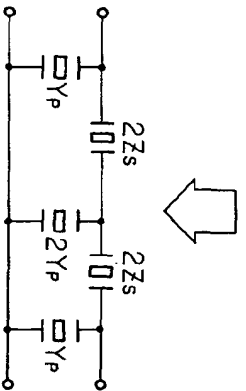
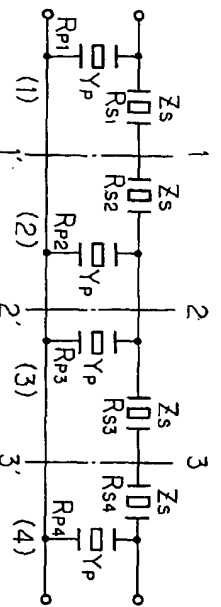
【例 62】

図 8 弾性表面波フィルタの回路



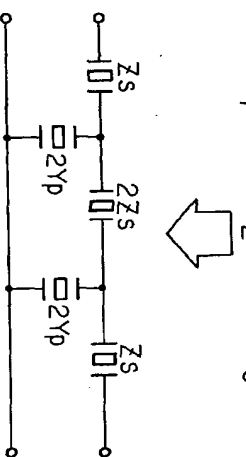
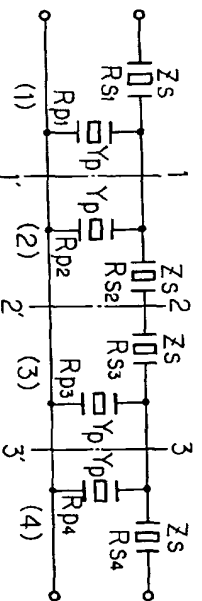
【例 63】

本発明の弾性表面波フィルタの第13実施例の回路図



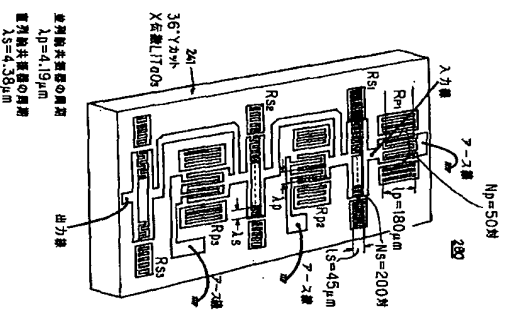
【例 64】

本発明の弾性表面波フィルタの第14実施例の回路図



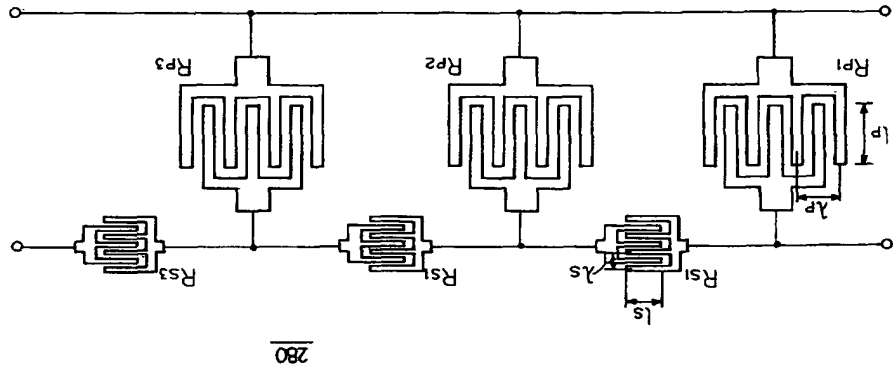
【999】

図65の回路を具体化した構成を示す図



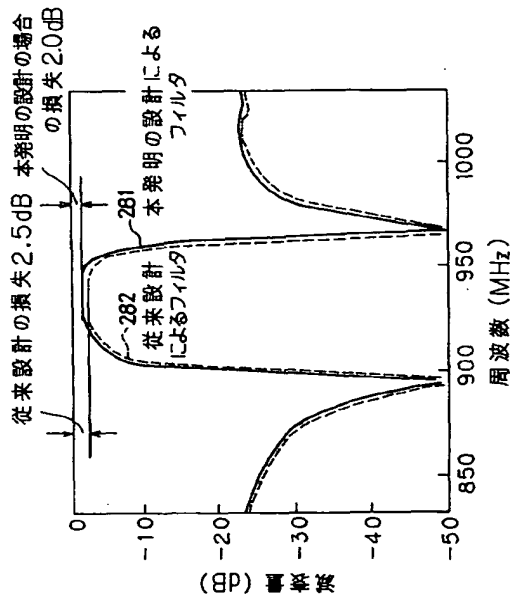
【図65】

本発明の弾性表面波フィルタの第15実施例の回路図



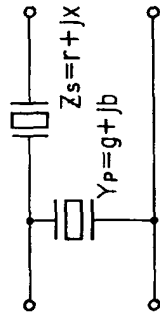
【図67】

図66のフィルタの特性を示す図



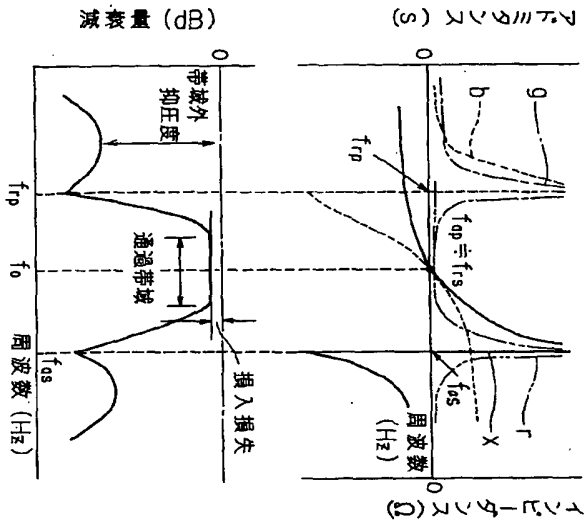
【図68】

並列腕と直列腕に共振周波数の異なる弾性表面波共振器を配置した梯子型フィルタ回路を示す図



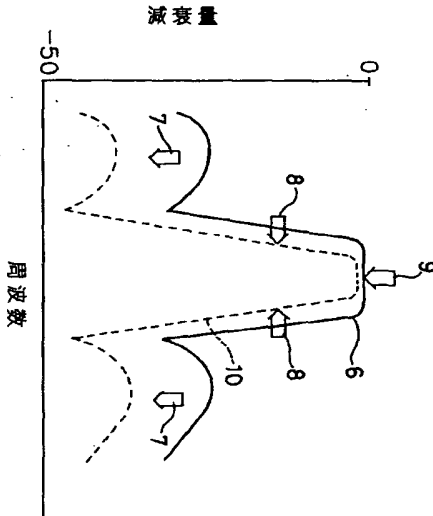
【図69】

並列共振器のアドミタンス(Y_p)の周波数特性及び直列共振器のインピーダンス(Z)の周波数特性を対応させて示す図



【図71】

図70のフィルタの通過特性を示す図



フロントページの続き

(72) 発明者 松田 隆志
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(72) 発明者 高松 光夫
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内